

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-101666

(P2000-101666A)

(43) 公開日 平成12年4月7日 (2000.4.7)

(51) Int.Cl.

識別記号

F I

テーマコード* (参考)

H 0 4 L 27/227

H 0 4 L 27/22

B

H 0 4 H 1/00

H 0 4 H 1/00

H

審査請求 未請求 請求項の数 3 F D (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平10-282046

(22) 出願日 平成10年9月18日 (1998.9.18)

(71) 出願人 000003595

株式会社ケンウッド

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号

(71) 出願人 398008217

株式会社ケンウッドティ・エム・アイ

神奈川県横浜市緑区白山1丁目16番2号

(72) 発明者 白石 憲一

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式会社ケンウッド内

(74) 代理人 100078271

弁理士 砂子 信夫

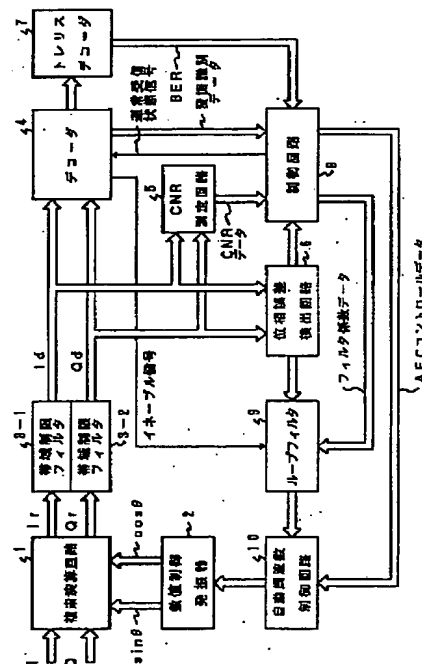
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル衛星放送受信機

(57) 【要約】

【課題】 既存のODUが接続されても最適な受信が期待できるデジタル衛星放送受信機を提供する。

【解決手段】 バーストシンボル受信時においてデジタル衛星放送受信機に接続された状態におけるアンテナの位相雑音特性を、CNR測定回路5にて測定したCNRが予め定めた値以上のときにおけるトレリスデコーダ7によって求めた8PSK信号のビット誤り率に基づいて実質的に検出し、検出したアンテナの位相雑音特性に基づきキャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタ9のフィルタ係数を設定するようにした。



【特許請求の範囲】

【請求項1】バーストシンボル受信時においてデジタル衛星放送受信機に接続された状態におけるアンテナの位相雑音特性を実質的に検出する検出手段と、検出したアンテナの位相雑音特性に基づきキャリア再生ループの特性を設定する特性設定手段とを備えたことを特徴とするデジタル衛星放送受信機。

【請求項2】請求項1記載のデジタル衛星放送受信機において、検出手段はバーストシンボル受信中において受信C/Nが予め定めた値以上のときにおける8PSK信号のビット誤り率に基づいてアンテナの位相雑音特性の良否を検出する手段であることを特徴とするデジタル衛星放送受信機。

【請求項3】請求項1記載のデジタル衛星放送受信機において、特性設定手段はキャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を設定するフィルタ係数設定手段であることを特徴とするデジタル衛星放送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル衛星放送受信機に関し、さらに詳細にはある受信C/N（以下、C/Nとも記す）時のビットエラー率によってキャリア再生ループの特性を変更するデジタル衛星放送受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】西暦2000年に放送開始予定のデジタル衛星放送受信機は、現行のアナログ衛星放送を受信するためのアンテナ本体とアンテナ本体からの出力を受けBS-1Fに周波数変換を行うダウンコンバータとを利用してデジタル衛星放送を受信することが想定されている。アンテナ本体とダウンコンバータは、一般的には、屋外に設置されていてアウトドアユニットと呼ばれている。以下、アウトドアユニットをODUとも記す。

【0003】デジタル衛星放送を受信するための受信システム、例えばCS放送の受信システムは、専用のODUに用いられるローカル発振器の望ましい位相雑音特性は位相雑音(θ_{rms})が4度以内と規定されていて、位相雑音(θ_{rms})が4度以内のときには受信機の受信性能にほとんど影響を与えない。

【0004】一方、デジタル衛星放送、例えばデジタルBS放送の受信システムでは、既存のアナログ衛星放送用のODUが使用できることになっており、既存のODUは一般的に性能はよくない。電波産業会(ARIB)がサンプル調査した既存のアンテナのローカル発振器の位相雑音特性分布は図4に示す如くであった。

【0005】新規のシステムとして企画されるものの位相雑音に関する規格は現在では存在しない。しかし、上記CS放送受信システムのものと同程度の位相雑音特性になると見込まれ、位相雑音が4度以下のときは受信機

の受信性能に影響は与えず、問題はない。しかし、既存のODU、特にローカル発振器の位相雑音(θ_{rms})が大きいものは受信機の受信性能に大きなダメージを与える。

【0006】図5にバーストシンボル受信における8PSK(トレリス符号化8PSK)変調信号に対するローカル発振器の位相雑音(θ_{rms})による限界C/N特性を示す。ここで、間歇的に送信されてくるバーストシンボル信号と呼ばれるBPSK変調信号のみを受信する方式をここでバーストシンボル受信と称している。図6に連続受信における8PSK変調信号に対する(ローカル発振器の)位相雑音(θ_{rms})による限界C/N特性を示す。

【0007】図5では、キャリア再生ループの特性を3種の特性a、b、c別に限界C/Nで示し、図5の特性aでは雑音帯域幅を狭く想定した場合の限界C/Nであり、位相雑音が15度を超えるようになると受信ができなくなる。図5の特性cでは雑音帯域幅を広く想定した場合の限界C/Nであり、位相雑音が30度程度でも受信が可能であるが位相雑音が10度未満程度のときの固定劣化が図5の特性aに比較して大きくなる。図5の特性bは雑音帯域幅を図5のaの場合と図5の特性cの場合との中間に想定した場合の限界C/Nである。

【0008】図5の(a)と図6とを比較してみればわかるように、明らかに、バーストシンボル受信ではキャリア再生ループの特性によっては位相雑音が大きくなると受信性能が著しく悪化するのに対し、連続受信の場合は、図5の特性aの雑音帯域幅でも固定劣化が少なく受信性能が向上する。

【0009】ここで、デジタルBS放送受信機の受信方式について述べる。デジタルBS放送方式では、変調方式に8PSK変調、QPSK変調、BPSK変調が採用されていて、この変調波が図7に示すように時分割多重されて伝送されてくる。

【0010】図7(a)は1スーパーフレーム分の構成を示し、1スーパーフレームは8フレームからなる。各フレームにおいて最初の斜線で示すBPSK変調されたフレーム同期パターン(32シンボル)、伝送多重構成識別のためのBPSK変調されたTMCCパターン(128シンボル)、次の斜線で示すBPSK変調されたスーパーフレーム識別パターン(32シンボル)、203シンボルの主信号、クロスの斜線で示すBPSK変調されたバーストシンボル信号(4シンボル)、次いで主信号、バーストシンボル信号とが繰り返されて、39936シンボルで1フレームを構成している。主信号は図7(b)に示すように、8PSK/QPSK/BPSKの信号である。

【0011】このように8PSK/QPSK/BPSK変調信号のように位相数が8、4、2と異なると必要C/Nが異なる変調方式による変調波が時分割多重されて

くるので、特に低C/N時に、位相数の多い変調方式が受信困難な場合のキャリア再生特性をカバーするために特定周期（主に203シンボル毎）で4シンボルのBPSK変調信号が埋め込まれている。この4シンボルのBPSK変調信号をバーストシンボル信号と称し、そのバーストシンボル信号と呼ばれるBPSK変調信号のみを受信する方式をここでバーストシンボル受信と呼ぶこと前記のとおりである。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、位相雑音が少ないところではバーストシンボル受信の場合でも連続受信の場合でも受信性能（限界CNR）が殆ど変わらず問題はないが、位相雑音が多いところではバーストシンボル受信と連続受信の限界CNRが異なるという問題点がある。

【0013】この問題点についてさらに詳細に説明する。キャリア再生ループ中に挿入されているAFC回路によってキャリア周波数をスキャンニングして、フレーム同期が確立しバーストシンボル受信によってキャリア再生が行なわれると主信号のリードソロモンエラーがチェックできる。受信CNRがよければリードソロモンエラーがなく受信方式がバーストシンボル受信から連続受信に切り替えられる。

【0014】ところが、キャリア再生ループの特性に図5の特性aを選択した場合、位相雑音が大きい場合には、リードソロモンエラーが発生し連続受信に状態を切り替えられないのでいつまで経っても主信号を再生できないことになる。ちなみに、図5と図6に示した限界CNRとは、トレリス符号デコード後の誤り率が 2×10^{-4} の（-4）乗でその後にデコードをするリードソロモン復号後がエラーフリーとなる限界値のことである。

【0015】またキャリア再生ループの特性を図5の特性cにした場合には、位相雑音が大きくても受信CNRがよければリードソロモンエラーがなくなるので連続受信に切り替えることができるが、一方で位相雑音特性にはば関わりなく連続受信との限界CNRが異なり、図5の特性cと図6の特性とを比較すれば明かなように、受信方式の切り替えにヒステリシスを発生させてしまう。

【0016】しかしながら、結局どのようなODUを使用するのかわからない状態で、どのような受信システムでも基本的な受信を可能にしようとするれば、キャリア再生ループの特性に後者、すなわち図5の（c）を採用せざるを得ない。従って、折角デジタル専用、あるいは既存の高性能のODUを使用しても性能が上らないという問題が発生する。

【0017】本発明は、専用のODUが接続されたときに最適な受信が期待できるデジタル衛星放送受信機を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】本発明にかかるデジタル衛星放送受信機は、バーストシンボル受信時においてデジタル衛星放送受信機に接続された状態におけるアンテナの位相雑音特性を実質的に検出する検出手段と、検出したアンテナの位相雑音特性に基づきキャリア再生ループの特性を設定する特性設定手段とを備えたことを特徴とする。

【0019】本発明にかかるデジタル衛星放送受信機によれば、バーストシンボル受信時においてデジタル衛星放送受信機に接続された状態におけるアンテナの位相雑音特性が検出手段によって実質的に検出され、検出されたアンテナの位相雑音特性に基づくキャリア再生ループの特性に特性設定手段によって設定されるため、新規のODUが接続されても最適な受信が期待できることになる。

【0020】検出手段はバーストシンボル受信中にいて受信CNRが予め定めた値以上のときにおける8PSK信号のビット誤り率に基づいてアンテナの位相雑音特性の良否を検出する手段であってもよく、特性設定手段はキャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を設定するフィルタ係数設定手段であってもよい。

【0021】

【発明の実施の形態】以下、本発明にかかるデジタル衛星放送受信機を実施の形態によって説明する。

【0022】図1は本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機におけるキャリア再生部の構成を示すブロック図である。

【0023】チューナ部において直交検波されA/D変換されたベースバンド信号I、Qが複素演算回路1に入力され、ベースバンド信号I、Qと数値制御発振器2から出力される実質的に再生キャリアデータである正弦波データ $\sin \theta$ と、余弦波データ $\cos \theta$ とが複素演算回路1にて $I_r (= I \cos \theta + Q \sin \theta)$ の演算および $Q_r (= I \sin \theta + Q \cos \theta)$ の演算が行なわれて所謂準同期検波され、ベースバンド信号 I_r 、 Q_r が複素演算回路1から出力される。

【0024】複素演算回路1から出力されるベースバンド信号 I_r 、 Q_r はそれぞれデジタルフィルタからなる帯域制限フィルタ3-1、3-2に供給されて帯域制限される。帯域制限フィルタ3-1、3-2にて帯域制限されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d はデコーダ4、CNR測定回路5および位相誤差検出回路6に供給される。デコーダ4はフレーム同期パターン、TMCCパターンのデコードを行ない、デコード結果による8PSK信号をトレリスデコーダ7へ送出すると共に、8PSK、QPSK、BPSKであるかの変調識別データをマイクロコンピュータからなる制御回路8へ送出し、イネーブル信号をループフィルタ9へ送出する。

【0025】CNR測定回路5は入力されたベースバン

(4)

5

ド信号 I_d 、 Q_d によるベクトルの分布に基づきCNRを測定しCNRに基づくCNRデータを制御回路8へ送出する。位相誤差検出回路6は実質的にルックアップテーブルであって、入力されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d からなる受信点と受信信号が収束するべき点との位相差である位相誤差データを制御回路8へ送出する。トレリスデコーダ7は8PSK信号をトレリスデコードし、8PSK区間における伝送路のビット誤り率データ(BER)を制御回路8へ送出する。

【0026】一方、位相誤差検出回路6において検出された位相誤差データはデジタルフィルタからなるループフィルタ9へ送出される。ループフィルタ9にてフィルタ処理されたループフィルタ9の出力は自動周波数制御回路10へ送出され、自動周波数制御回路10からの出力は数値制御発振器2へ送出されて、数値制御発振器2は自動周波数制御回路10からの出力に基づき $\sin \theta$ のデータ、 $\cos \theta$ のデータを出力し、複素演算回路1に供給する。

【0027】固定周波数発振器からの発振出力を受けて直交検波されて固定周波数発振器の発振周波数と実際のキャリア周波数との差の周波数で回転しているベースバンド信号 I 、 Q と数値制御発振器2から出力される $\sin \theta$ のデータ、 $\cos \theta$ のデータとを複素演算回路1で演算して、前記回転と逆回転させて同期したベースバンド信号 I_r 、 Q_r を生成して出力する。

【0028】制御回路8は通常受信状態であることを示す通常受信状態信号をデコーダ4へ送出し、デコーダ4から出力される変調識別データ、CNR測定回路5から出力されるCNRデータ、位相誤差検出回路6から出力される位相誤差データおよびトレリスデコーダから出力されるビット誤り率データを受けて、通常受信状態でないときにバーストシンボル受信に制御し、バーストシンボル受信でデコーダ4からイネーブル信号をループフィルタ9に供給させてループフィルタ9をイネーブル状態に制御する。

【0029】さらに、制御回路8は、変調識別データ、CNRデータ、位相誤差データおよびビット誤り率データを受けて、通常受信状態でないときにバーストシンボル受信に制御すると共に、CNRデータおよびビット誤り率データに基づいて実質的にODUの位相雑音特性を検出する検出手段と、検出したODUの位相雑音特性に基づくループフィルタ9のフィルタ係数を制御してキャリア再生ループの特性に設定する特性設定手段を機能的に備え、ループフィルタ9のフィルタ特性をODUの位相雑音特性に基づくフィルタ特性に設定する。また、制御回路8は自動周波数制御回路10へコントロール信号を送出し、キャリア周波数をスキャンニングする。

【0030】次に、CNRが15dBのときのバーストシンボル受信における8PSK信号の位相雑音によるビット誤り率特性は図3に示すごとくであって、図3にお

ける特性a、b、cは図5の特性a、b、cにそれぞれ設定した場合のビット誤り率であって、図3における特性aは図5の特性aの場合に対応し、図3における特性bは図5の特性bの場合に対応し、図3における特性cは図5の特性cの場合に対応している。

【0031】次に本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機の作用を図2に基づいて説明する。

【0032】初期状態、すなわち通常受信状態でないとき受信状態がバーストシンボル受信状態に制御され、ループフィルタ9がイネーブル状態に制御され、次いでキャリア再生ループの特性が図5の特性cに対応する特性にループフィルタ9のフィルタ係数が設定される(ステップS1)。ステップS1に続いて受信CNRがCNRデータから判定され、判定されたCNRが例えば15dB以上になるのを待ち、CNRが15dB以上となると(ステップS2)、TMCCパターンがデコードされて(ステップS3)、8PSK信号が存在することが確認される(ステップS4)。

【0033】次に、8PSK信号をバースト受信しそのビット誤り率データが検出される(ステップS5)。このビット誤り率データは伝送路の裸のビット誤り率であって、トレリスデコーダ7により取得することができる。受信CNRに対してビット誤り率が受信CNRによって予め定めたビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる(ステップS6)。この場合はキャリア再生ループの特性は特性cに設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 6.8×10^{-3} の(−3)乗以下か否かがチェックされる。

【0034】ステップS6において、受信CNRに対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えばビット誤り率が 6.8×10^{-3} の(−3)乗以下であると判別されたときには、受信機に接続されているODUの位相雑音特性が良いと判断されて、キャリア再生ループの特性が図5の特性bに対応する特性にループフィルタ9のフィルタ係数が設定され、再度8PSK信号がバースト受信され、そのビット誤り率が検出され(ステップS7)、検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる(ステップS8)。この場合はキャリア再生ループの特性は特性bに設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} の(−3)乗以下か否かがチェックされる。

【0035】ステップS6において、受信CNRに対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 6.8×10^{-3} の(−3)乗を超えていると判別されたときには、受信機に接続されているODUの位相雑音特性が良くないと判断されて、キャリア再生ループ特性が図5の特性cに設定されたままにしてバースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受

10

20

30

40

50

信が行なわれる（ステップS13）。

【0036】ステップS8において、受信CNRに対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} の乗以下であると判別されたときには、受信機に接続されているODUの位相雑音特性が良いと判断されて、キャリア再生ループの特性が図5の特性aに対応する特性にループフィルタ9のフィルタ係数が設定され、再度8PSK信号をバースト受信しそのビット誤り率が検出され（ステップS9）、検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりもよいか否かがチェックされる（ステップS10）。この場合はキャリア再生ループの特性は特性aに設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗以下か否かがチェックされる。

【0037】ステップS8において、受信CNRに対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} の乗を超えていると判別されたときには、受信機に接続されているODUの位相雑音特性が良くないと判断されて、キャリア再生ループの特性が図5の特性cの設定に戻されて（ステップS11）、バースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップS13）。

【0038】ステップS10において、受信CNRに対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗以下であると判別されたときには、その受信機に接続されているODUの位相雑音特性が良いと判断されて、キャリア再生ループ特性が図5の特性aに設定されたままにしてバースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップS13）。

【0039】ステップS10において、受信CNRに対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗を超えていると判別されたときには、その受信機に接続されているODUの性能が良くないと判断されて、キャリア再生ループの特性が図5の特性bの設定に戻されて（ステップS12）、バースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップS13）。

【0040】上記したように本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機によれば、受信条件のよい

場合（高CNR）のみ8PSK信号をバースト受信しそのビット誤り率を測定して受信機に接続されているODUの位相雑音を実質的に求めるので、測定した位相雑音に信頼性があり、デジタル専用、あるいは既存の高性能のODUを使用した場合に最適なキャリア再生ループの特性に設定できて、受信限界CNRが下がり受信確率が向上する。また、受信中であっても限界CNRを超えるようなキャリア再生ループの特性には設定されないの、受信中に位相雑音測定を行っても問題はない。したがって、ODUの位相雑音特性がよい場合、同一受信条件下の受信方式の違い（バースト、連続）によるビット誤り率特性のばらつきを最小限にとどめることができる。

【0041】

【発明の効果】以上説明したように本発明にかかるデジタル衛星放送受信機によれば、ODUの位相雑音特性が実質的に検出され、検出されたODUの位相雑音特性に最適なキャリア再生ループ特性に設定されて、受信限界CNRが下がり受信確率が向上する効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機におけるキャリア再生部の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機の作用の説明に供するフローチャートである。

【図3】本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機のバーストシンボル受信における8PSK信号の位相雑音によるビット誤り率を示す特性図である。

【図4】ODUの位相雑音特性の分布図である。

【図5】バーストシンボル受信における8PSK信号の位相雑音による限界CNRを示す特性図である。

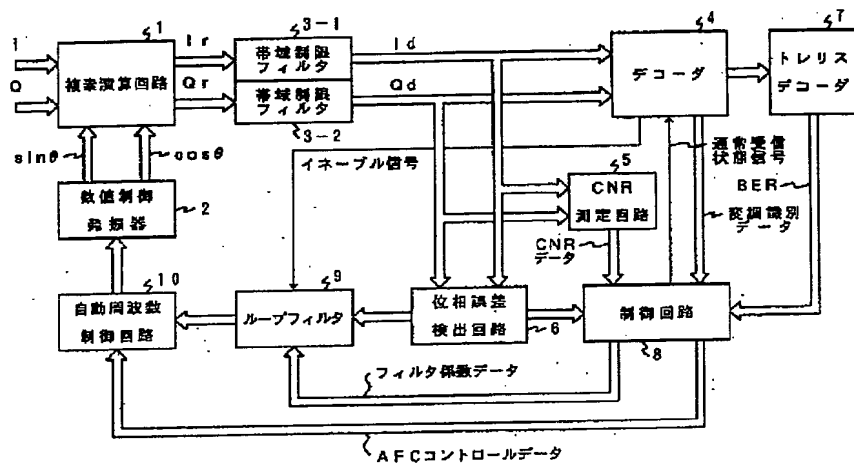
【図6】連続受信における8PSK信号の位相雑音による限界CNRを示す特性図である。

【図7】デジタルBS放送における変調信号列を示す模式図である。

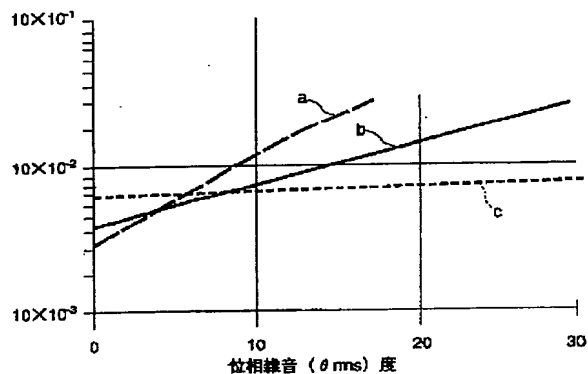
【符号の説明】

- 1 複素演算回路
- 2 数値制御発振器
- 3-1および3-2 帯域制限フィルタ
- 4 デコーダ
- 5 CNR測定回路
- 6 位相誤差検出回路
- 7 トレリスデコーダ
- 8 制御回路
- 9 ループフィルタ
- 10 自動周波数制御回路

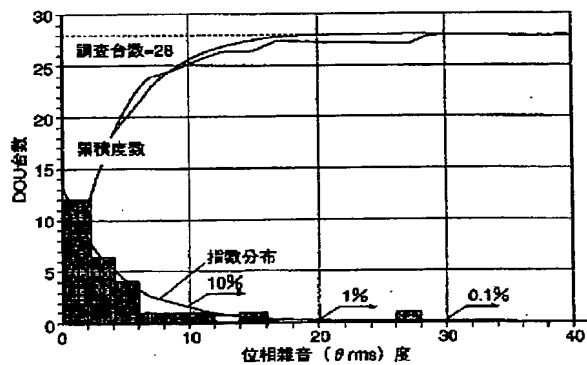
【図1】



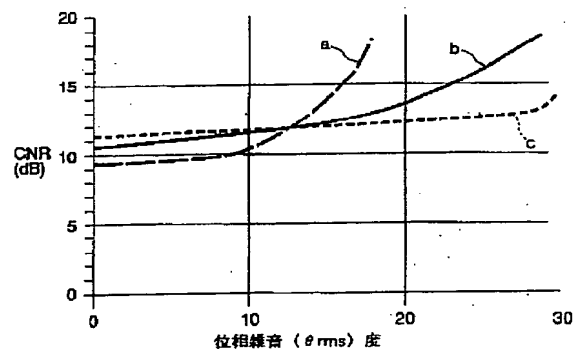
【図3】



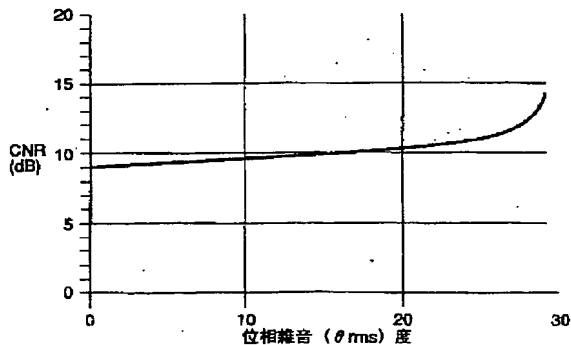
【図4】



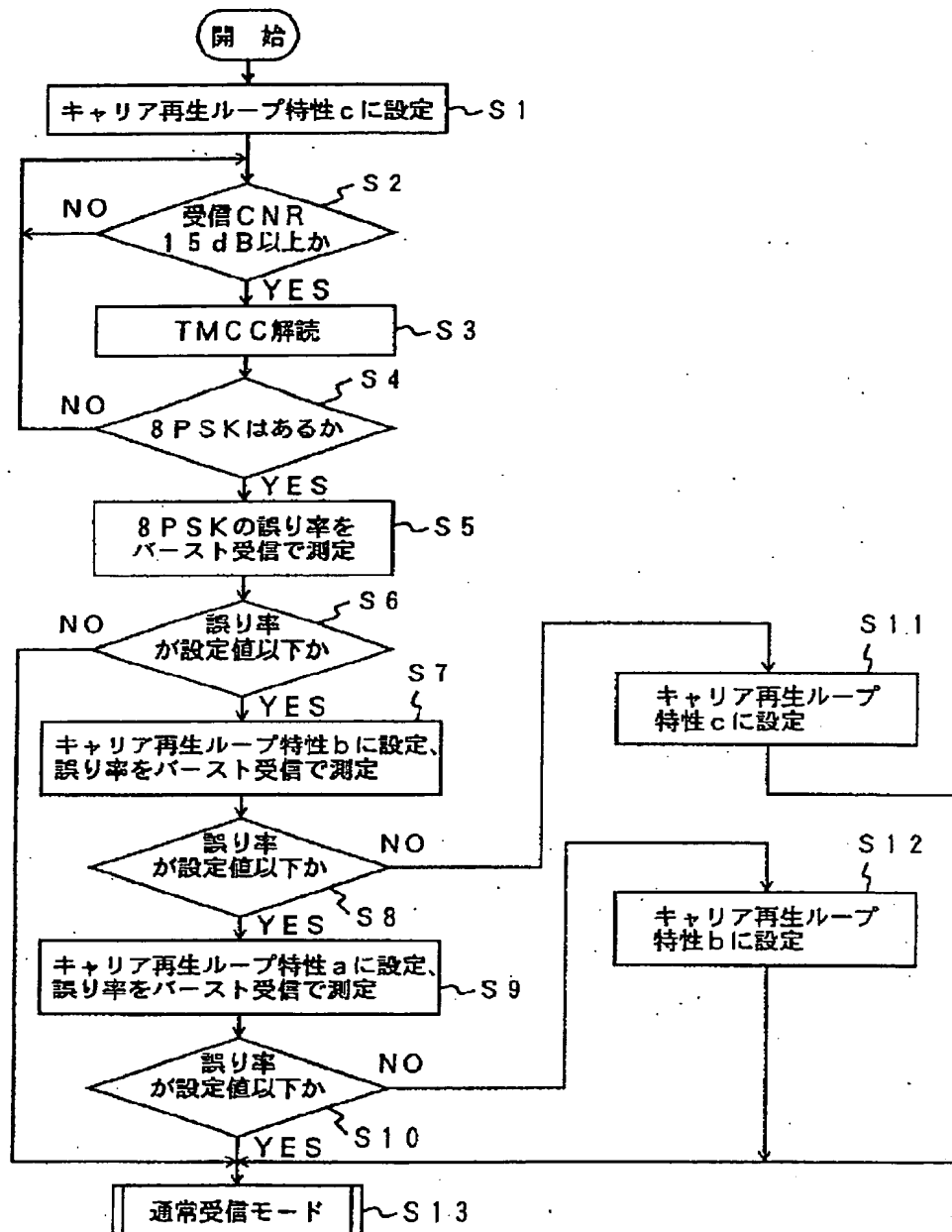
【図5】



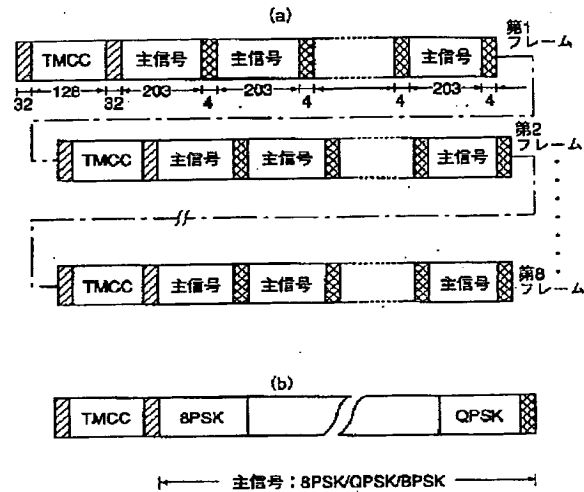
【図6】



【図2】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 鈴木 章一
東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式
会社ケンウッド内

(72)発明者 堀井 昭浩
東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式
会社ケンウッド内

(72)発明者 松田 昇治
東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式
会社ケンウッド内

(72)発明者 和田 隆弘
横浜市緑区白山1丁目16番2号 株式会社
ケンウッドティー・エム・アイ内



<p>(51) 国際特許分類6 H04L 27/22</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO00/18077</p> <p>(43) 国際公開日 2000年3月30日 (30.03.00)</p>		
<table border="0"> <tr> <td style="vertical-align: top;"> <p>(21) 国際出願番号 PCT/JP99/05088</p> <p>(22) 国際出願日 1999年9月17日 (17.09.99)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平10/282046 1998年9月18日 (18.09.98)</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 株式会社 ケンウッド (KABUSHIKI KAISHA KENWOOD)[JP/JP] 〒150-8501 東京都渋谷区道玄坂1-14-6 Tokyo, (JP) 株式会社 ケンウッド ティー・エム・アイ (KENWOOD TMI CORPORATION)[JP/JP] 〒226-0006 神奈川県横浜市緑区白山一丁目16番2号 Kanagawa, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 白石憲一 (SHIRAIISHI, Kenichi)[JP/JP] 〒240-0025 神奈川県横浜市保土ヶ谷区狩場町475-3 407号室 Kanagawa, (JP) 鈴木章一 (SUZUKI, Shoichi)[JP/JP] 〒241-0004 神奈川県横浜市旭区中白根四丁目6番2号 Kanagawa, (JP)</p> </td> <td style="vertical-align: top;"> <p>堀井昭浩 (HORII, Akihiro)[JP/JP] 〒228-0011 神奈川県座間市相武台3-4719-5 108号室 Kanagawa, (JP) 松田昇治 (MATSUDA, Shoji)[JP/JP] 〒194-0021 東京都町田市中町二丁目2番8号 313号室 Tokyo, (JP) 和田隆弘 (WADA, Takahiro)[JP/JP] 〒241-0822 神奈川県横浜市旭区さちが丘142-3 505号室 Kanagawa, (JP)</p> <p>(74) 代理人 岡部正夫, 外 (OKABE, Masao et al.) 〒100-0005 東京都千代田区丸の内3-2-3 富士ビル602号室 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CA, CN, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p> </td> </tr> </table>			<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP99/05088</p> <p>(22) 国際出願日 1999年9月17日 (17.09.99)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平10/282046 1998年9月18日 (18.09.98)</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 株式会社 ケンウッド (KABUSHIKI KAISHA KENWOOD)[JP/JP] 〒150-8501 東京都渋谷区道玄坂1-14-6 Tokyo, (JP) 株式会社 ケンウッド ティー・エム・アイ (KENWOOD TMI CORPORATION)[JP/JP] 〒226-0006 神奈川県横浜市緑区白山一丁目16番2号 Kanagawa, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 白石憲一 (SHIRAIISHI, Kenichi)[JP/JP] 〒240-0025 神奈川県横浜市保土ヶ谷区狩場町475-3 407号室 Kanagawa, (JP) 鈴木章一 (SUZUKI, Shoichi)[JP/JP] 〒241-0004 神奈川県横浜市旭区中白根四丁目6番2号 Kanagawa, (JP)</p>	<p>堀井昭浩 (HORII, Akihiro)[JP/JP] 〒228-0011 神奈川県座間市相武台3-4719-5 108号室 Kanagawa, (JP) 松田昇治 (MATSUDA, Shoji)[JP/JP] 〒194-0021 東京都町田市中町二丁目2番8号 313号室 Tokyo, (JP) 和田隆弘 (WADA, Takahiro)[JP/JP] 〒241-0822 神奈川県横浜市旭区さちが丘142-3 505号室 Kanagawa, (JP)</p> <p>(74) 代理人 岡部正夫, 外 (OKABE, Masao et al.) 〒100-0005 東京都千代田区丸の内3-2-3 富士ビル602号室 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CA, CN, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP99/05088</p> <p>(22) 国際出願日 1999年9月17日 (17.09.99)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平10/282046 1998年9月18日 (18.09.98)</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 株式会社 ケンウッド (KABUSHIKI KAISHA KENWOOD)[JP/JP] 〒150-8501 東京都渋谷区道玄坂1-14-6 Tokyo, (JP) 株式会社 ケンウッド ティー・エム・アイ (KENWOOD TMI CORPORATION)[JP/JP] 〒226-0006 神奈川県横浜市緑区白山一丁目16番2号 Kanagawa, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 白石憲一 (SHIRAIISHI, Kenichi)[JP/JP] 〒240-0025 神奈川県横浜市保土ヶ谷区狩場町475-3 407号室 Kanagawa, (JP) 鈴木章一 (SUZUKI, Shoichi)[JP/JP] 〒241-0004 神奈川県横浜市旭区中白根四丁目6番2号 Kanagawa, (JP)</p>	<p>堀井昭浩 (HORII, Akihiro)[JP/JP] 〒228-0011 神奈川県座間市相武台3-4719-5 108号室 Kanagawa, (JP) 松田昇治 (MATSUDA, Shoji)[JP/JP] 〒194-0021 東京都町田市中町二丁目2番8号 313号室 Tokyo, (JP) 和田隆弘 (WADA, Takahiro)[JP/JP] 〒241-0822 神奈川県横浜市旭区さちが丘142-3 505号室 Kanagawa, (JP)</p> <p>(74) 代理人 岡部正夫, 外 (OKABE, Masao et al.) 〒100-0005 東京都千代田区丸の内3-2-3 富士ビル602号室 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CA, CN, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>			
<p>(54) Title: RADIO DIGITAL SIGNAL RECEIVER</p> <p>(54) 発明の名称 無線デジタル信号受信機</p> <p>(57) Abstract</p> <p>A digital satellite broadcast receiver capable of an optimum signal reception even when an arbitrary outdoor unit is connected. Phase noise characteristics of an outdoor unit connected to a digital satellite broadcast receiver when receiving a burst symbol is estimated based on a bit error rate of an 8PSK modulation signal determined by a trellis decoder (7) when a CNR measured by a CNR measurement circuit (5) is equal to a preset value, and, based on the estimated phase noise characteristics of the outdoor unit, a filter factor of a loop filter (9) inserted into a carrier regenerative loop is set.</p> <div data-bbox="690 1197 1429 1470"> </div> <div data-bbox="860 1491 1299 1890"> <p>1 ... COMPLEX OPERATIONAL CIRCUIT</p> <p>2 ... NUMERIC CONTROL OSCILLATOR</p> <p>3-1 ... BAND LIMITING FILTER</p> <p>3-2 ... BAND LIMITING FILTER</p> <p>4 ... DECODER</p> <p>5 ... CNR MEASUREMENT CIRCUIT</p> <p>6 ... PHASE ERROR DETECTION CIRCUIT</p> <p>7 ... TRELLIS DECODER</p> <p>8 ... CONTROL CIRCUIT</p> <p>9 ... LOOP FILTER</p> <p>10 ... AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL CIRCUIT</p> <p>A ... FILTER FACTOR DATA</p> <p>B ... AFC CONTROL DATA</p> <p>C ... CNR DATA</p> <p>D ... NORMAL RECEIVING STATUS SIGNAL</p> <p>F ... MODULATION IDENTIFICATION DATA</p> <p>G ... ENABLE SIGNAL</p> </div>				

(57)要約

任意のアウトドアユニットが接続されても最適な受信が期待できるデジタル衛星放送受信機を提供する。バーストシンボル受信時においてデジタル衛星放送受信機に接続された状態におけるアウトドアユニットの位相雑音特性を、CNR測定回路5にて測定したCNRが予め定めた値のときにおけるトレリスデコーダ7によって求めた8PSK変調信号のビット誤り率に基づいて推定し、推定されたアウトドアユニットの位相雑音特性に基づきキャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタ9のフィルタ係数を設定するようにした。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AL	アルバニア	EE	エストニア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LK	スリランカ	SG	シンガポール
AU	オーストラリア	FR	フランス	LR	リベリア	SI	スロヴェニア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LS	レソト	SK	スロヴァキア
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BB	バルバドス	GDE	グレナダ	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BF	ベルギー	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BG	ブルガリア	GH	ガーナ	MA	モロッコ	TD	チャード
BH	バーレーン	GM	ガンビア	MC	モナコ	TG	トーゴ
BJ	ベナン	CN	ギニア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BR	ブラジル	GW	ギニア・ビサウ	MG	マダガスカル	TZ	タンザニア
BY	ベラルーシ	GR	ギリシャ	MK	マケドニア	TM	トルクメニスタン
CA	カナダ	HR	クロアチア		共和国	TR	トルコ
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	ML	マリ	TT	トリニダード・トバゴ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MN	モンゴル	UA	ウクライナ
CH	スイス	IE	アイルランド	MR	モーリタニア	UG	ウガンダ
CI	コートジボワール	IL	イスラエル	MW	マラウイ	US	米国
CM	カメルーン	IN	インド	MX	メキシコ	UZ	ウズベキスタン
CN	中国	IS	アイスランド	NE	ニジェール	VN	ヴェトナム
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NL	オランダ	YU	ユーゴスラビア
CU	キューバ	JP	日本	NO	ノルウェー	ZA	南アフリカ共和国
CY	キプロス	KE	ケニア	NZ	ニュージーランド	ZW	ジンバブエ
CZ	チェコ	KG	キルギスタン	PL	ポーランド		
DE	ドイツ	KP	北朝鮮	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	KR	韓国	RO	ルーマニア		

明 細 書

無線デジタル信号受信機

技術分野

本発明は、無線デジタル信号受信機に関し、さらに詳細にはある受信 C/N （以下、 CNR とも記す）時のビットエラー率に応じてキャリア再生ループの特性を変更するデジタル衛星放送受信機に関する。

背景技術

西暦2000年に放送開始予定のデジタル衛星放送受信機は、現行のアナログ衛星放送を受信するためのアンテナ本体とアンテナ本体からの出力を受けBS-I Fに周波数変換を行うダウンコンバータとを利用してデジタル衛星放送を受信することが想定されている。アンテナ本体とダウンコンバータは、一般的には、屋外に設置されていてアウトドアユニットと呼ばれている。以下、アウトドアユニットをODUとも記す。

デジタル衛星放送を受信するための受信システム、例えばCS放送の受信システムは、専用のODUに用いられるダウンコンバータ内のローカル発振器の望ましい位相雑音特性は位相雑音 (θ_{rms}) が4度以内と規定されていて、位相雑音 (θ_{rms}) が4度以内のときには受信機の受信性能にほとんど影響を与えない。

一方、デジタル衛星放送の受信システムでは、既存のアナログ衛星放送用のODUが使用できることになっており、既存のODUは一般的に性能はよくない。社団法人電波産業会 (Association of Radio Industries and Businesses, 略称 ARI B) がサンプル調査した既存のアンテナのローカル発振器の位相雑音特性分布は第4図に示す如くであった。

新規のシステムとして企画されるものの位相雑音に関する規格は現在では存在しない。しかし、上記CS放送受信システムのものと同程度の位相雑音特性になると見込まれ、位相雑音が4度以下のときは受信機の受信性能に影響は与えず、問題はない。しかし、既存のODU、特にローカル発振器の位相雑音 (θ_{rms}) が大きいものは受信機の受信性能に大きなダメージを与える。

第5図にバーストシンボル受信における8PSK (トレリス符号化8PSK) 変調信号に対するODUのダウンコンバータ内のローカル発振器の位相雑音 (θ_{rms}) による限界C/N特性を示す。ここで、間歇的に送信されてくるバーストシンボル信号と呼ばれるBPSK変調信号のみからキャリアを再生する方式をここではバーストシンボル受信と称する。第6図に、連続受信における8PSK変調信号に対する (ローカル発振器の) 位相雑音 (θ_{rms}) による限界C/N特性を示す。ここで、連続受信とは、受信信号から逐一キャリアを再生する方式をいう。

第5図では、キャリア再生ループの特性を3種の特性a、b、c別に限界CNRで示し、第5図の特性aは雑音帯域幅を狭くした場合の限界C/Nであり、位相雑音が15度を超えるようになると受信ができなくなる。第5図の特性cは雑音帯域幅を広くした場合の限界C/Nであり、位相雑音が30度程度でも受信が可能であるが位相雑音が約10度未満のときの固定劣化が第5図の特性aに比較して大きくなる。第5図の特性bは雑音帯域幅を第5図の特性aの場合と第5図の特性cの場合との中間にした場合の限界C/Nである。

第5図のaと第6図とを比較してみれば分かるように、明らかに、バーストシンボル受信ではキャリア再生ループの特性によっては位相雑音が大きくなると受信性能が著しく悪化するのに対し、連続受

信の場合は、第5図の特性aの雑音帯域幅でも固定劣化が少なく受信性能が向上する。

ここでデジタルBS放送受信機の受信方式について述べる。デジタルBS放送方式では、変調方式に8PSK変調、QPSK変調、BPSK変調が採用されていて、この変調波が第7図に示すように時分割多重されて伝送されてくる。

第7図(a)は1スーパーフレームの構成を示し、8フレームからなる。各フレームにおいて最初の斜線で示すBPSK変調されたフレーム同期パターン(32シンボル)、伝送多重構成識別のためのBPSK変調されたTMCCパターン(128シンボル)、次の斜線で示すBPSK変調されたスーパーフレーム識別パターン(32シンボル)、203シンボルの主信号、クロスの斜線で示すBPSK変調されたバーストシンボル信号(4シンボル)、次いで主信号、バーストシンボル信号とが繰り返されて、39936シンボルで1フレームを構成している。主信号は第7図(b)に示すように、8PSK/QPSK/BPSK変調の信号である。

このように8PSK/QPSK/BPSK変調信号のように位相数が8、4、2と異なって所要C/N(復調するのに必要なC/N)が異なる変調方式による変調波が時分割多重されてくるので、特に低C/N時に、位相数の多い変調方式が受信困難な場合のキャリア再生特性をカバーするために特定周期(主に203シンボル毎)で4シンボルのBPSK変調信号が埋め込まれている。この4シンボルのBPSK変調信号をバーストシンボル信号と称し、そのバーストシンボル信号と呼ばれるBPSK変調信号のみからキャリアを再生する方式をここでバーストシンボル受信と呼ぶことは前述のとおりである。

以上のように、位相雑音が少ないところではバーストシンボル受信の場合でも連続受信の場合でも受信性能（限界CNR）が殆ど変わらず問題はない。しかしながら位相雑音が多いところでは、バーストシンボル受信の場合は連続受信の場合と異なり限界CNRがキャリア再生ループの特性a、b、cによって大きく変動するという問題点がある。

この問題点についてさらに詳細に説明する。キャリア再生ループ中に挿入されているAFC回路によってキャリア周波数をスキャンニングして、フレーム同期が確立しバーストシンボル受信によってキャリア再生が行なわれると主信号のリードソロモンエラーがチェックできる。受信CNRがよければリードソロモンエラーがなく受信方式がバーストシンボル受信から連続受信に切り替えられる。

ところが、キャリア再生ループの特性に第5図の特性aを選択した場合、位相雑音が大きいい場合には、リードソロモンエラーが発生し連続受信に切り替えられないのでいつまで経っても主信号を再生できないことになる。ちなみに、第5図と第6図に示した限界CNRとは、トレリス符号デコード後の誤り率が 2×10^{-4} の（-4）乗でその後にデコードをするリードソロモン復号後がエラーフリーとなる限界値のことである。

一方、キャリア再生ループの特性を第5図の特性cにした場合には、位相雑音が大きくても受信CNRがよければリードソロモンエラーがなくなるので連続受信に切り替えることができる。しかし、第5図の特性cと第6図の特性とを比較すれば明らかなように、位相雑音特性にほぼ関わりなくバースト受信の限界CNRの値が連続受信の限界CNRの値と異なるため、受信方式の切り替えにヒステリシスを発生させてしまう。

しかしながら、結局どのようなODUを使用するのかは不明の状態では、どのような受信システムでも基本的な受信を可能とするよう、キャリア再生ループの特性に後者、すなわち第5図の(c)を採用するのが無難である。従って、折角デジタル専用、あるいは既存の高性能のODUを使用しても性能が上がらないという問題が発生する。

本発明は、専用のODUあるいは既存の高性能のODUが接続されたときに最適な受信が期待できるデジタル衛星放送受信機を提供することを目的とする。

発明の開示

本発明にかかる無線デジタル信号受信機は、無線デジタル信号受信機の受信端子に接続されたアウトドアユニットの受信時の位相雑音特性を、デジタル信号の復号誤り率から推定する手段と、推定されたアウトドアユニットの位相雑音特性に基づいて、キャリア再生ループの特性を設定する手段とを含むことを特徴とする。

本発明の無線デジタル信号機受信機の好適な実施例においては、上記推定手段は、バーストシンボル信号からキャリアを再生するバーストシンボル受信モードにおいて、受信CNRが予め定められた値のときにおける特定の多相PSK変調信号のビット誤り率に基づいてアウトドアユニットの位相雑音特性を推定するものである。

また、好ましくは、上記ループ特性を設定する手段は、キャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を設定するものである。

さらに、好適な実施例においては、上記バーストシンボル信号はBPSK変調信号であり、上記特定の多相PSK変調信号は8PSK変調信号である。

図面の簡単な説明

第1図は、本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機におけるキャリア再生部の構成を示すブロック図である。

第2図は、本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機の作用の説明に供するフローチャートである。

第3図は、本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機のバーストシンボル受信における8PSK変調信号の位相雑音によるビット誤り率を示す特性図である。

第4図は、ODUの位相雑音特性の分布図である。

第5図は、バーストシンボル受信における8PSK変調信号の位相雑音による限界CNRを示す特性図である。

第6図は、連続受信における8PSK変調信号の位相雑音による限界CNRを示す特性図である。

第7図は、デジタルBS放送における変調信号列を示す模式図である。

発明の実施の形態

以下、本発明にかかるデジタル衛星放送受信機を実施の形態によって説明する。

第1図は本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機におけるキャリア再生部の構成を示すブロック図である。

チューナ部において直交検波されA/D変換されたベースバンド信号I、Qが複素演算回路1に入力され、ベースバンド信号I、Qと数値制御発振器(NCO)2から出力される実施的に再生キャリアデータである正弦波データ $\sin \theta$ と、余弦波データ $\cos \theta$ とが複素演算回路1にて $I_r (= I \cos \theta + Q \sin \theta)$ の演算および $Q_r (= I \sin \theta + Q \cos \theta)$ の演算が行なわれて所謂準

同期検波され、ベースバンド信号 I_r 、 Q_r が複素演算回路 1 から出力される。

複素演算回路 1 から出力されるベースバンド信号 I_r 、 Q_r はそれぞれデジタルフィルタからなる帯域制限フィルタ 3-1、3-2 に供給されて帯域制限される。帯域制限フィルタ 3-1、3-2 にて帯域制限されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d はデコーダ 4、CNR 測定回路 5 および位相誤差検出回路 6 に供給される。デコーダ 4 はフレーム同期パターン、TMCC パターンのデコードを行ない、デコーダ結果による 8PSK 信号をトレリスデコーダ 7 へ送出すると共に、8PSK、QPSK、BPSK であるかの変調識別データをマイクロコンピュータからなる制御回路 8 へ送出し、イネーブル信号をループフィルタ 9 へ送出する。

CNR 測定回路 5 は入力されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d によるベクトルの分布に基づき CNR を測定し CNR に基づく CNR データを制御回路 8 へ送出する。位相誤差検出回路 6 は実質的にルックアップテーブルであって、入力されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d からなる受信点と受信信号が収束すべき点との位相差である位相誤差データを制御回路 8 およびループフィルタ 9 へ送出する。トレリスデコーダ 7 は 8PSK 変調信号をトレリスデコードし、8PSK 変調区間における伝送路のビット誤り率データ (BER) を制御回路 8 へ送出する。

一方、位相誤差検出回路 6 において検出された位相誤差データはデジタルフィルタからなるループフィルタ 9 へ送出される。ループフィルタ 9 にてフィルタ処理されたループフィルタ 9 の出力は自動周波数制御回路 10 へ送出され、自動周波数制御回路 10 からの出力は数値制御発振器 2 へ送出されて、数値制御発振器 2 は自動周波

数制御回路 10 からの出力に基づき $\sin \theta$ のデータ、 $\cos \theta$ のデータを出し、複素演算回路 1 に供給する。

固定周波数発振器からの発振出力を受けて直交検波されて固定周波数発振器の発振周波数と実際のキャリア周波数との差の周波数で回転しているベースバンド信号 I 、 Q と数値制御発振器 (NCO) 2 から出力される $\sin \theta$ のデータ、 $\cos \theta$ データとを複素演算回路 1 で演算して、前記回転と逆回転させて同期したベースバンド信号 I_r 、 Q_r を生成して出力する。

制御回路 8 は通常受信状態であることを示す通常受信状態信号をデコーダ 4 へ送出し、デコーダ 4 から出力される変調識別データ、CNR 測定回路 5 から出力される CNR データ、位相誤差検出回路 6 から出力される位相誤差データおよびトレリスデコーダから出力されるビット誤り率データを受けて、通常受信状態でないときにバーストシンボル受信に制御し、バーストシンボル受信中デコーダ 4 からイネーブル信号をループフィルタ 9 に供給させてループフィルタ 9 をイネーブル状態に制御する。

さらに、制御回路 8 は、変調識別データ、CNR データ、位相誤差データおよびビット誤り率データを受けて、通常受信状態でないときにバーストシンボル受信に制御すると共に、CNR データおよびビット誤り率データに基づいて実質的に ODU の位相雑音特性を検出する検出手段と、検出した ODU の位相雑音特性に基づくループフィルタ 9 のフィルタ係数を制御してキャリア再生ループの特性の設定する特性設定手段を機能的に備え、ループフィルタ 9 のフィルタ特性を ODU の位相雑音特性に基づいて最適のフィルタ特性に設定する。また、制御回路 8 は自動周波数制御回路 10 へコントロール信号を送出し、キャリア周波数をスキャンニングする。

次に例えば、CNRが15 dBのときのバーストシンボル受信における8PSK信号の位相雑音によるビット誤り率特性は第3図に示すごとくであって、第3図における特性a、b、cは第5図の特性a、b、cにそれぞれ設定した場合のビット誤り率であって、第3図における特性aは第5図の特性aに対応し、第3図における特性bは第5図の特性bに対応し、第3図における特性cは第5図の特性cに対応している。

次に本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機の作用を第2図に基づいて説明する。

初期状態、すなわち通常受信状態でないとき受信状態がバーストシンボル受信状態に制御され、ループフィルタ9がイネーブル状態に制御され、次いでキャリア再生ループの特性が第5図の特性cに対応する特性にループフィルタ9のフィルタ係数が設定される（ステップS1）。ステップS1に続いて受信CNRがCNRデータから判定され、判定されたCNRが例えば15 dBになるのを待ち、CNRが15 dBになった際（ステップS2）、多重構成識別（TMCC）パターンがデコードされて（ステップS3）、8PSK信号が存在することが確認される（ステップS4）。

次に、8PSK変調信号をバースト受信しそのビット誤り率データが検出される（ステップS5）。このビット誤り率データは伝送路の裸のビット誤り率であって、トレリスデコーダ7により取得することができる。受信CNRに対してビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる（ステップS6）。この場合はキャリア再生ループの特性は特性cに設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 6.8×10^{-3} の（-3）乗以下か否かがチェックされる。

ステップ S 6 において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えばビット誤り率が 6.8×10^{-3} 乗以下であると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良いと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図の特性 b に対応する特性にループフィルタ 9 のフィルタ係数が設定され、再度 8 P S K 変調信号がバースト受信され、そのビット誤り率が検出され（ステップ S 7）、検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる（ステップ S 8）。この場合はキャリア再生ループの特性は特性 b に設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} 乗以下か否かがチェックされる。

ステップ S 6 において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 6.8×10^{-3} 乗を超えていると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良くないと判断されて、キャリア再生ループ特性が第 5 図の特性 c に設定されたままにしてバースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップ S 13）。

ステップ S 8 において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} 乗以下であると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性がかなり良いと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図の特性 a に対応する特性にループフィルタ 9 のフィルタ係数が設定さ

れ、再度 8 P S K 信号をバースト受信しそのビット誤り率が検出され（ステップ S 9）、検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる（ステップ S 10）。この場合はキャリア再生ループの特性は特性 a に設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗以下か否かがチェックされる。

ステップ S 8 において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} の乗を超えていると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良くないと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図の特性 c の設定に戻されて（ステップ S 11）、バースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップ S 13）。

ステップ S 10 において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗以下であると判別されたときには、その受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良いと判断されて、キャリア再生ループ特性が第 5 図の特性 a に設定されたままにしてバースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップ S 13）。

ステップ S 10 において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗を超えていると判別されたときには、その受信機に接続されている O D U の性能が良くないと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図

の特性bの設定に戻されて（ステップS12）、バースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップS13）。

上記のように本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機によれば、受信条件の良い場合（高CNR）にバースト受信モードで8PSK変調信号を受信しそのビット誤り率を測定して受信機に接続されているODUの位相雑音を実質的に求めるので、測定した位相雑音に信頼性があり、デジタル専用、あるいは既存の高性能のODUを使用した場合に最適なキャリア再生ループの特性に設定できて、受信限界CNRが下がり受信できる確率が向上する。また、受信中であっても限界CNRを超えるようなキャリア再生ループの特性には設定されないので、受信中に位相雑音測定を行っても問題はない。したがって、ODUの位相雑音特性が良い場合、同一受信条件下の受信方式の違い（バースト、連続）によるビット誤り率特性のばらつきを最小限にとどめることができる。

以上説明したように本発明にかかる無線デジタル信号受信機によれば、ODUの位相雑音特性が実質的に検出され、検出されたODUの位相雑音特性に最適なキャリア再生ループ特性に設定されて、受信限界CNRが下がり受信性能が向上する効果が得られる。

以上、もっぱらデジタル衛星放送受信機を例にとりあげて本発明の構成および動作について説明したが、本発明の適用は、デジタル衛星放送受信機のみに限定されるものではない。本発明の技術的範囲は、上記例示的な実施例に限定されるべきものではなく、本発明は、その原理から逸脱することなく広く無線デジタル受信機全般に適用可能であると理解すべきである。

請 求 の 範 囲

1. 無線デジタル信号受信機において、

該無線デジタル信号受信機の受信端子に接続されたアウトドアユニットの受信時の位相雑音特性を、デジタル信号の復号誤り率から推定する手段と、

推定されたアウトドアユニットの位相雑音特性に基づいて、キャリア再生ループの特性を設定する手段とを含む無線デジタル信号受信機。

2. 請求項 1 に記載の無線デジタル信号受信機において

該推定手段は、バーストシンボル信号からキャリアを再生するバーストシンボル受信モードにおいて、受信 C/N が予め定められた値のときにおける所定多相 P S K 変調信号のビット誤り率に基づいてアウトドアユニットの位相雑音特性を推定するものである無線デジタル信号受信機。

3. 請求項 1 又は 2 に記載の無線デジタル信号受信機において、

該ループ特性を設定する手段は、キャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を設定するものである無線デジタル信号受信機。

4. 請求項 3 に記載の無線デジタル信号受信機において、

該バーストシンボル信号は、B P S K 変調信号である無線デジタル信号受信機。

5. 請求項 3 に記載の無線デジタル信号受信機において、

該所定の多相 P S K 変調信号は、8 P S K 変調信号である無線デジタル信号受信機。

6. キャリア再生器と、受信された変調波信号を復調する復調器と、復調された信号からデジタル信号を取り出す復号器とを含む無線

デジタル信号受信機において、

該復調された信号に基づいて受信変調信号の C/N を検出する手段と、

デジタル信号の復号誤り率を検出する手段と、

検出された C/N が所定値をとるときの該デジタル信号の復号誤り率の大きさを判定する手段と、

該復号誤り率の大きさの判定結果に基づいて、該キャリア再生器へのループ特性を変更する手段とを含む無線デジタル信号受信機。

7. 請求項6に記載の無線デジタル信号受信機において、

該検出されるべき復号誤り率は、バーストシンボル信号からキャリアを再生するバーストシンボル受信モードにおいて復調された所定の多相 P S K 変調信号のビット誤り率である無線デジタル信号受信機。

8. 請求項6又は7に記載の無線デジタル信号受信機において、

該ループ特性を変更する手段は、キャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を変更するものである無線デジタル信号受信機。

9. 請求項7に記載の無線デジタル信号受信機において、

該バーストシンボル信号は、B P S K 変調信号である無線デジタル信号受信機。

10. 請求項7に記載の無線デジタル信号受信機において、

該所定の多相 P S K 変調信号は、8 P S K 変調信号である無線デジタル信号受信機。

11. 再生キャリアを用いて受信変調受信号を復調し、及び復調された信号からデジタル信号を復号する無線デジタル信号受信機に

において用いる信号処理方法において、

該復調信号に基づいて、該受信変調信号の C/N を検出するステップと、

該検出された C/N が所定値と一致するかどうかを判定するステップと、

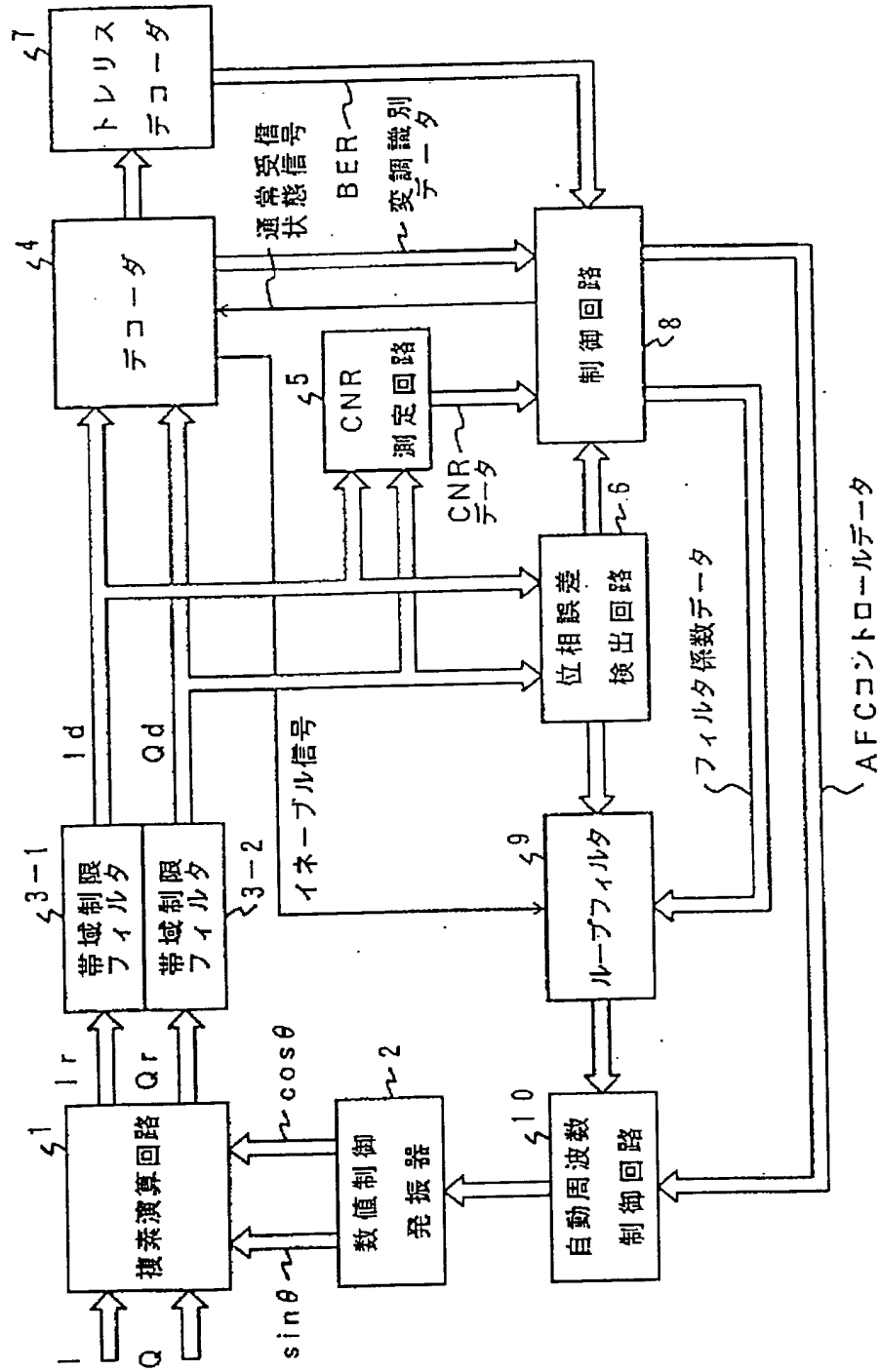
該 C/N が該所定値と一致する場合に、

該デジタル信号の復号誤り率を検出するステップと、

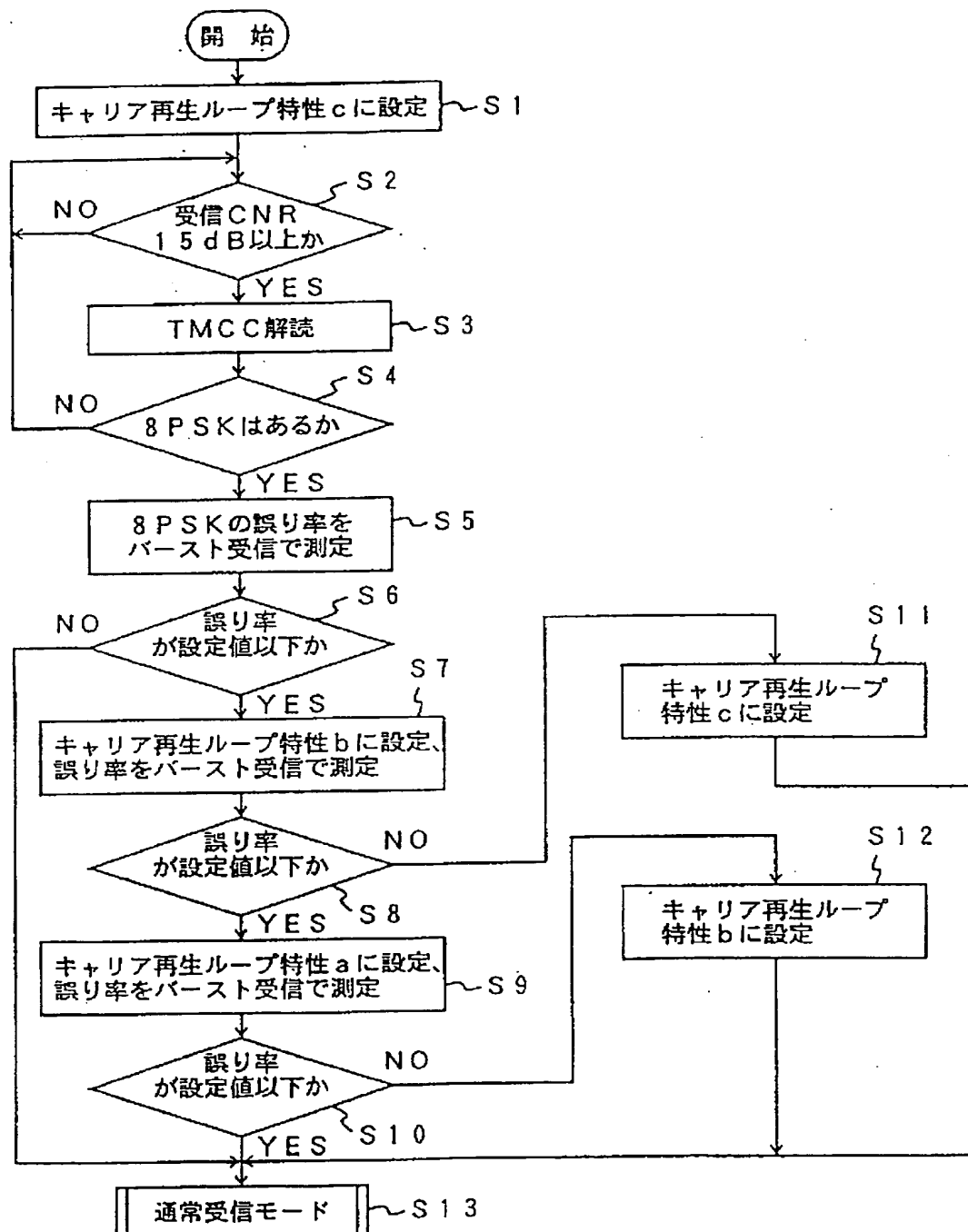
検出された復号誤り率の大きさを所定のしきい値と比較するステップと、

該比較結果に基づいて、キャリア再生ループの特性を変更するステップとを含む方法。

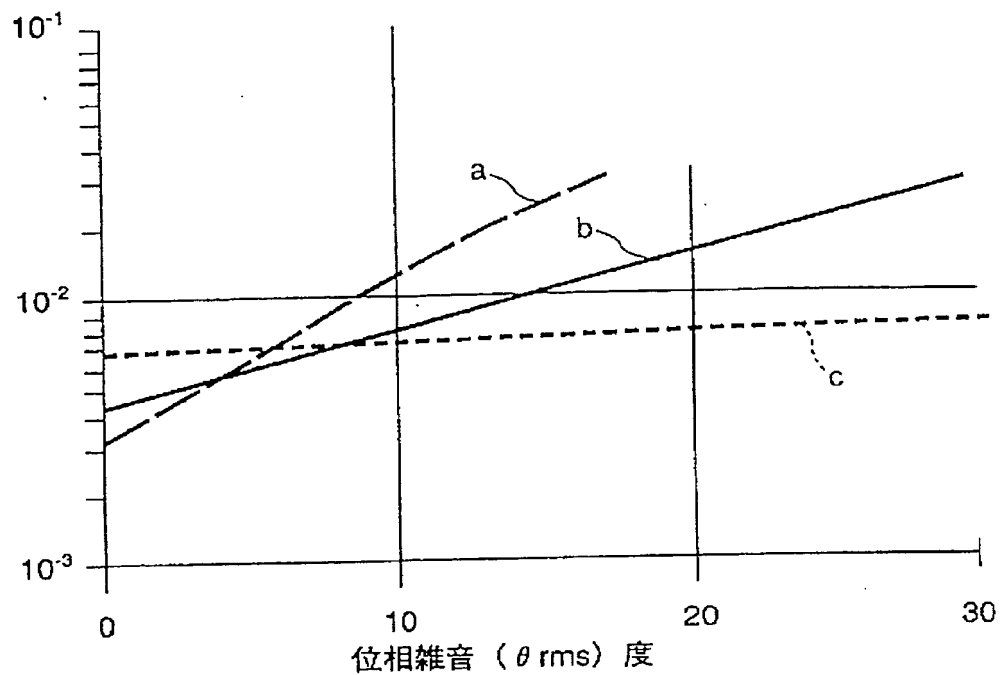
第 1 図



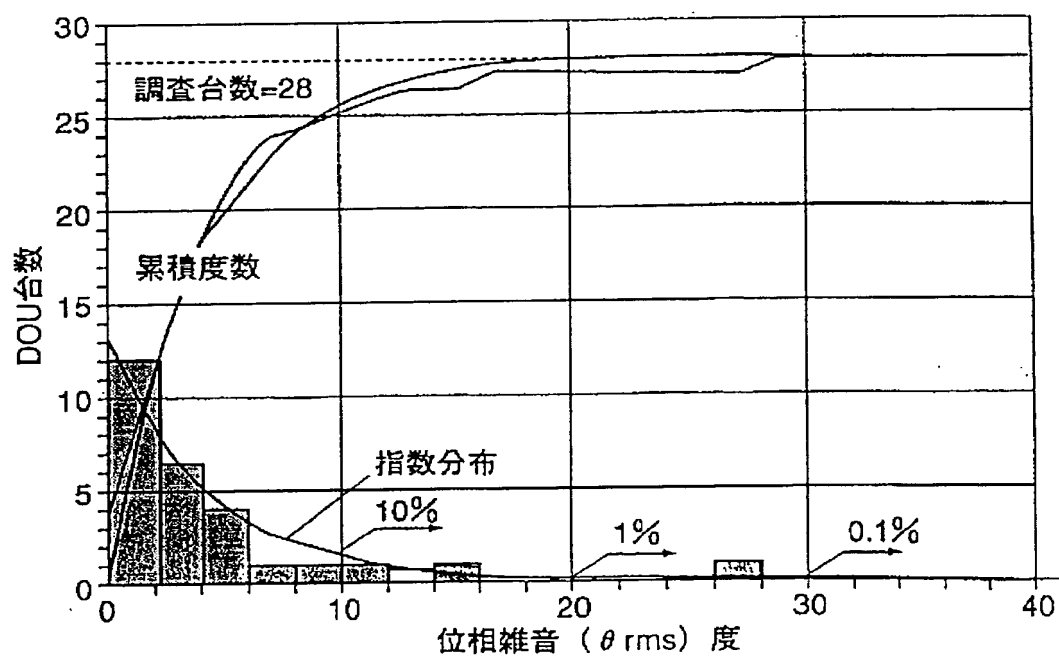
第 2 図



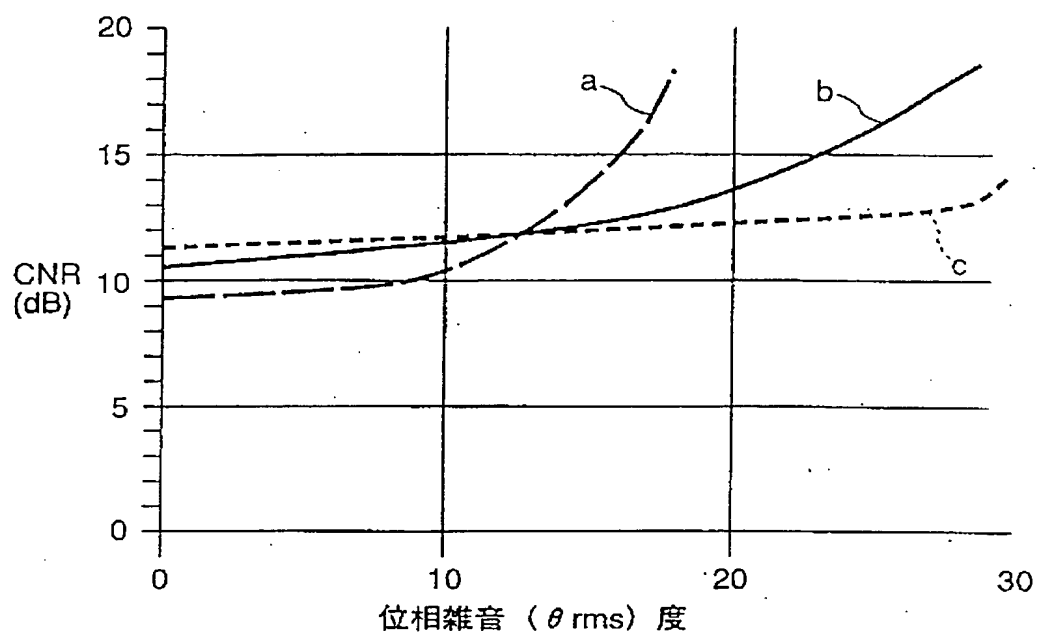
第 3 図



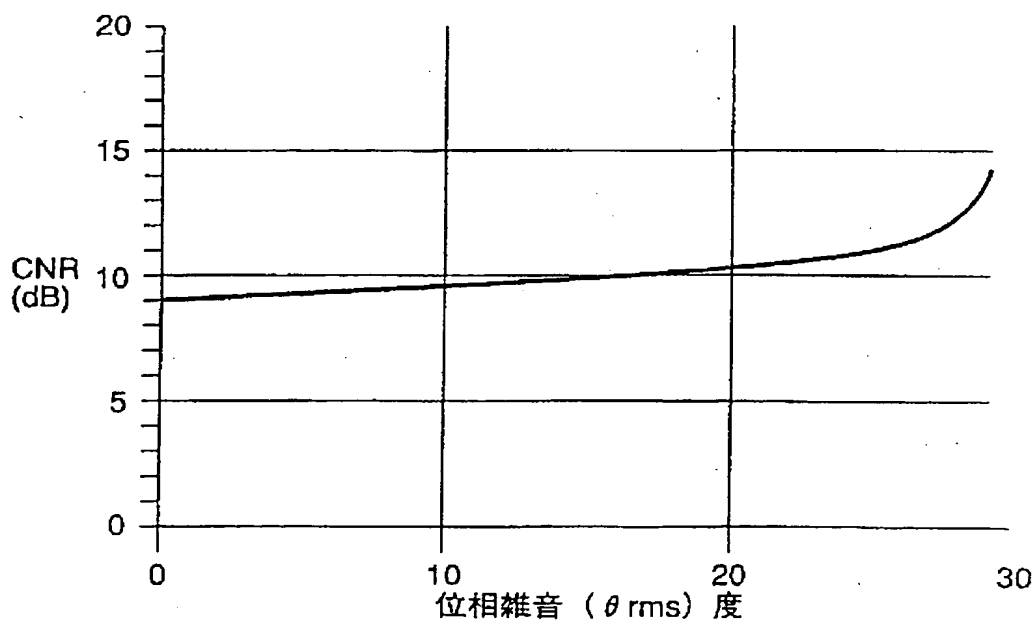
第 4 図



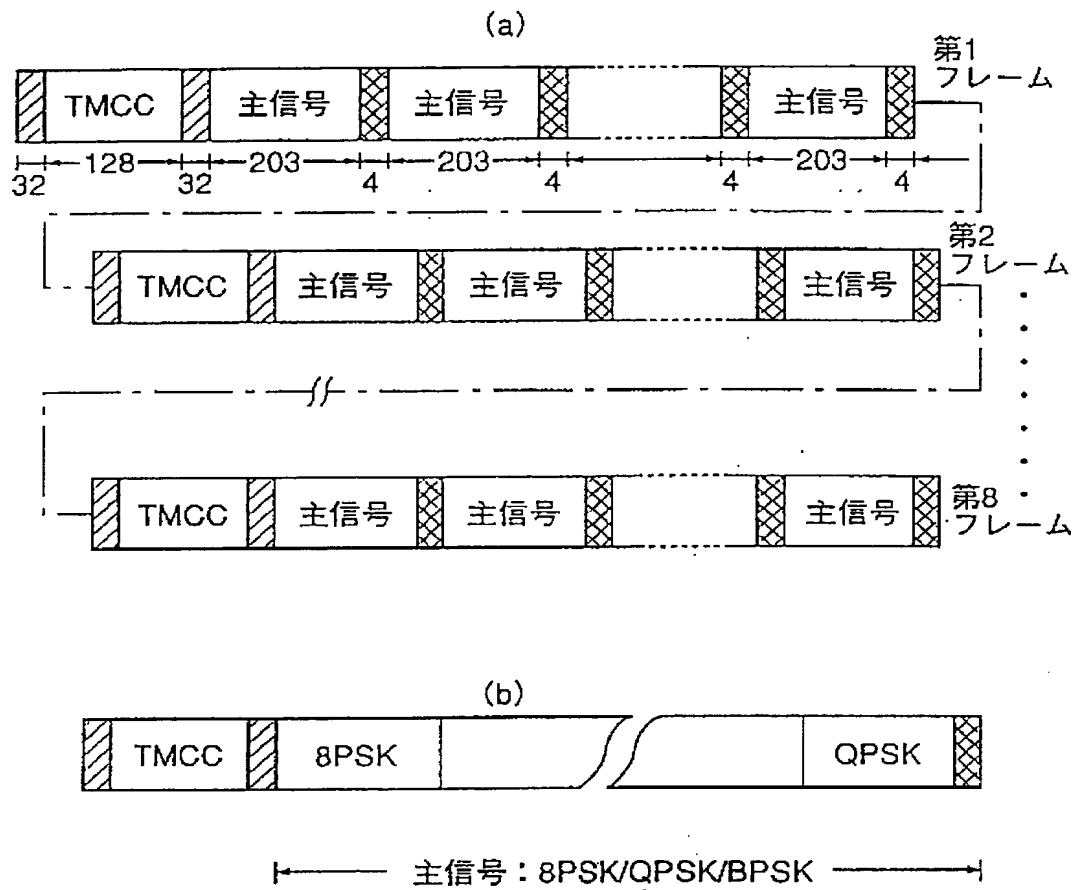
第 5 図



第 6 図



第 7 図



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/05088

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl.⁶ H04L27/22

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.⁶ H04L27/22

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1997	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-1998
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-1998	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-1998

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP, 8-273302, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 18 October, 1996 (18.10.96) (Family: none)	1, 2 3-11
Y A	JP, 7-15482, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 17 January, 1995 (17.01.95) (Family: none)	1, 2 3-11
Y A	JP, 2-44937, A (NEC Corporation), 14 February, 1990 (14.02.90) (Family: none)	1, 2 3-11

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
09 December, 1999 (09.12.99)Date of mailing of the international search report
21 December, 1999 (21.12.99)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P 99/05088

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁸ H04L27/22

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁸ H04L27/22

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1997年
日本国公開実用新案公報 1971-1998年
日本国登録実用新案公報 1994-1998年
日本国実用新案登録公報 1996-1998年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	J P, 8-273302, A (松下電器産業株式会社), 18. 10月. 1996 (18. 10. 96) (ファミリーなし)	1, 2 3-11
Y A	J P, 7-15482, A (松下電器産業株式会社), 17. 1 月. 1995 (17. 01. 95) (ファミリーなし)	1, 2 3-11
Y A	J P, 2-44937, A (日本電気株式会社), 14. 2月. 1990 (14. 02. 90) (ファミリーなし)	1, 2 3-11

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「I」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 09. 12. 99

国際調査報告の発送日 21.12.99

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/J P)
郵便番号 100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
内田 正和 印

5 K 9065

電話番号 03-3581-1101 内線 3555



(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**
published in accordance with Art. 158(3) EPC

(43) Date of publication:
11.07.2001 Bulletin 2001/28

(21) Application number: 99943399.8

(22) Date of filing: 17.09.1999

(51) Int Cl.7: **H04L 27/22**

(86) International application number:
PCT/JP99/05088

(87) International publication number:
WO 00/18077 (30.03.2000 Gazette 2000/13)

(84) Designated Contracting States:
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE

(30) Priority: 18.09.1998 JP 28204698

(71) Applicants:

- **KABUSHIKI KAISHA KENWOOD**
Shibuya-ku, Tokyo 150-8501 (JP)
- **Kenwood TMI Corporation**
Yokohama-shi, Kanagawa 226-0006 (JP)

(72) Inventors:

- **SHIRAIISHI, Kenichi**
Yokohama-shi, Kanagawa 240-0025 (JP)

- **SUZUKI, Shoichi**
Yokohama-shi, Kanagawa 241-0004 (JP)
- **HORII, Akihiro**
Zama-shi, Kanagawa 228-0011 (JP)
- **MATSUDA, Shoji**
Machida-shi, Tokyo 194-0021 (JP)
- **WADA, Takahiro**
Yokohama-shi, Kanagawa 241-0822 (JP)

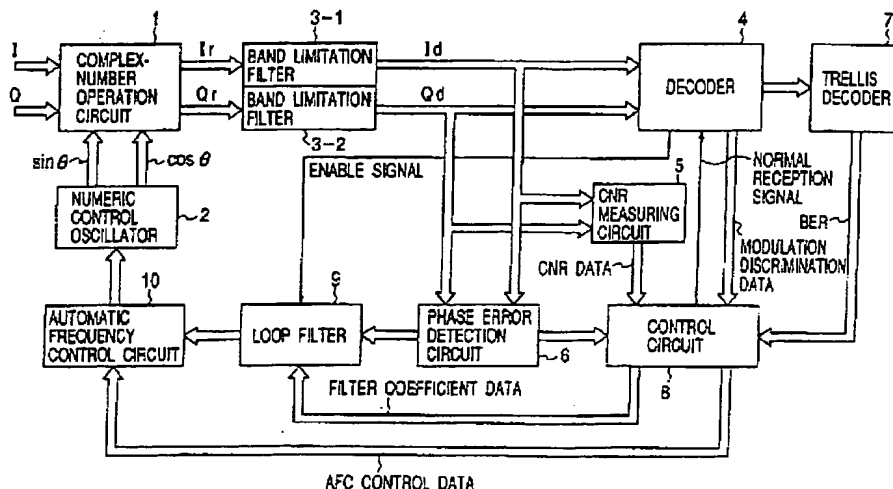
(74) Representative: Patentanwälte
Leinweber & Zimmermann
Rosental 7,
II Aufgang
80331 München (DE)

(54) **RADIO DIGITAL SIGNAL RECEIVER**

(57) A digital satellite broadcast receiver capable of an optimum signal reception even when an arbitrary outdoor unit is connected. Please noise characteristics of an outdoor unit connected to a digital satellite broadcast receiver when receiving a burst symbol is estimated

based on a bit error rate of an 8PSK modulation signal determined by a trellis decoder (7) when a CNR measured by a CNR measurement circuit (5) is equal to a preset value, and, based on the estimated phase noise characteristics of the outdoor unit, a filter factor of a loop filter (9) inserted into a carrier regenerative loop is set.

FIG. 1



THIS PAGE BLANK (USPTO)

Description

TECHNICAL FIELD

[0001] The present invention relates to a radio digital signal receiver and, more in particular, to a digital satellite broadcast receiver for changing characteristics of a carrier regenerative loop in accordance with a bit error rate at a received C/N (hereinafter, also described as an CNR).

BACKGROUND ART

[0002] The receiver for the digital satellite broadcast scheduled to start in the year 2000 is supposed to employ an antenna element for receiving the present analogue satellite broadcast and a down-converter for converting the output of the antenna element into BS-IF frequency, thereby receiving the digital satellite broadcast. Generally, the antenna element and the down-converter are installed outside and referred to as an outdoor unit. Hereinafter, the outdoor unit is also described as an ODU.

[0003] The receiving system for receiving the digital satellite broadcast, for example, the receiving system of CS broadcast stipulates that desirable phase noise characteristics of a local oscillator inside the down-converter used in the exclusive ODU have a phase noise (0rms) within 4 degrees and, when the phase noise (0rms) is within 4 degree, the receiving performance of the receiver is scarcely affected.

[0004] On the other hand, in the receiving system of the digital satellite broadcast, the existing ODU for the analogue broadcast can be used and generally the performance of the existing ODU is not good. The characteristic distribution of the phase noise of the local oscillator of the existing antenna, which was sample-studied by Association of Radio Industries and Business (abbreviated as ARIB), was as shown in Figure 4.

[0005] At present there exists no standard concerning the phase noise for those planned as a new system. However, the phase noise characteristic thereof is expected to be the same degree as that of the above-described CS broadcast receiving system and, when the phase noise is not more than 4 degrees, the receiving performance of the receiver is not affected and no problem can be expected to arise. However, the existing ODU, especially the local oscillator having a large phase noise (0rms) damages the receiving performance of the receiver.

[0006] Shown in Figure 5 are the critical C/N characteristics by the phase noise (0rms) of the local oscillator inside the down-converter of the ODU for a 8PSK (Trellis coded 8PSK) modulating signal in a burst symbol reception. Here, the system for regenerating a carrier from only the BPSK modulating signal referred to as a burst symbol signal which is intermittently transmitted is termed the burst symbol reception. Shown in Figure 6

are critical C/N characteristics by the phase noise (0rms) (of the local oscillator) for the 8PSK modulating signal in a continuation reception. Here, the continuation reception refers to a system for regenerating a carrier from a received signal.

[0007] In Figure 5, the characteristics of a carrier regenerative loop are shown by a critical CNR for each of three kinds of characteristics a, b and c. The characteristic a as shown in Figure 5 is a critical C/N where a noise bandwidth is made narrow and when the phase noise exceeds 15 degrees no reception is possible. The characteristic c as shown in Figure 5 is a critical C/N where the noise bandwidth is made large and a reception is possible even when the phase noise is about 30 degrees. However, a fixed deterioration at a time when the phase noise is about less than 10 degrees becomes large in contrast to the characteristic a as shown in Figure 5. The characteristic b as shown in Figure 5 is a critical C/N which is intermediate between the case of the characteristic a as shown in Figure 5 and the case of the characteristic c as shown in Figure 5.

[0008] As can be seen by comparing a of Figure 5 with Figure 6, in case of the burst reception, the receiving performance becomes deteriorated when the phase noise becomes large depending on the characteristics of the carrier regenerative loop, while in case of the continuation reception, even with the noise bandwidth of the characteristic a as shown in Figure 5, the fixed deterioration is lessened and the receiving performance is improved.

[0009] Now, the receiving system of the digital BS broadcast receiver will be described. In the digital BS broadcast system, a 8PSK modulation, a QPSK modulation and a BPSK modulation are adapted as modulating systems and the modulated wave thereof is time-divisionally-multiplexed and transmitted as shown in Figure 7.

[0010] Figure 7(a) shows the configuration of one super frame, which comprises eight frames in total. In each frame, a BPSK-modulated frame synchronous pattern as shown by the first oblique lines (32 symbols), a BPSK-modulated TMCC pattern for discriminating a transmission and multiplex configuration (128 symbols), then a BPSK-modulated super frame discrimination pattern (32 symbols), a main signal of 203 symbols, a BPSK-modulated burst symbol signal as shown by cross-oblique lines (4 symbols) and subsequently a main signal and a burst symbol signal are repeated in order, thereby configuring one frame with 39936 symbols. The main signal as shown in Figure 7(b) is a 8PSK/QPSK/BPSK-modulating signal.

[0011] Because the modulated wave by a modulating system where the required C/N (the C/N required for demodulation) varies as the number of phases varies as eight, four and two like the 8PSK/QPSK/BPSK-modulating signal is time-divisionally-multiplexed, the BPSK-modulating signal of 4 symbols is embedded at a specific period (mainly at intervals of 203 symbols) in order

to compensate for the carrier regenerative characteristics in the case where the modulating system having a number of phases is difficult to obtain reception especially at a low C/N time. The BPSK-modulating signal of the 4 symbols is termed a burst symbol signal and the system for regenerating a carrier from only the BPSK-modulating signal which is referred to as the burst symbol signal is termed the burst symbol reception as described above.

[0012] As described above, in the place where there are few phase noises, the receiving performance (the critical CNR) remains almost unchanged in case of either the burst symbol reception or the continuation reception and no problem is expected to arise. However, in the place where there are many phase noises, quite different from the continuation reception, there arises a problem for the burst symbol reception in that the critical CNR fluctuates largely according to the characteristics a, b and c of the carrier regenerative loop.

[0013] This problem will be described further in detail. By scanning a carrier frequency through the AFC circuit inserted into the carrier regenerative loop, frame synchronization is established, and when carrier regeneration is made by the burst symbol reception, Reed-Solomon error of the main signal can be checked. If the received CNR is good, the Reed-Solomon error will be eliminated and the receiving system will be switched over from the burst symbol reception to the continuation reception.

[0014] Nevertheless, when the characteristic a as shown in Figure 5 is selected as the characteristic of the carrier regenerative loop, the Reed-Solomon error will occur in the case where the phase noise is large so that the receiving system can not be switched over to the continuation reception. As a result, the main signal is no longer regenerated indefinitely. Note that what is meant by the critical CNR as shown in Figure 5 and Figure 6 is the critical value where the error rate after a trellis code is decoded is 2×10^{-4} and which, after the Reed-Solomon is decoded, becomes error-free.

[0015] On the other hand, when the characteristic c as shown in Figure 5 is selected as the characteristic of the carrier regenerative loop, the Reed-Solomon error will be eliminated if the received CNR is good even if the phase noise is large and the receiving system can be switched over to the continuation reception. However, as can be seen by comparing the characteristic c as shown in Figure 5 with the characteristic as shown in Figure 6, because the value of the critical CNR of the burst reception differs from the value of the critical CNR of the continuation reception practically irrespective of the phase noise characteristics, when the receiving system is switched over, hysteresis will occur.

[0016] However, in the situation where it is not clear which type of the ODU is to be used ultimately, it is safe to adapt the later, that is, (c) as shown in Figure 5 for the characteristic of the carrier regenerative loop so that, whichever type of reception systems is used, it can ob-

tain a basic reception. As a result, in spite of the fact that the digital only or the existent high performance ODU is used, a problem arises in that the receiving performance is not improved.

[0017] An object of the present invention is to provide a digital satellite broadcast receiver capable of expecting an optimum reception when the exclusive ODU or the existing high performance ODU is connected.

DISCLOSURE OF THE INVENTION

[0018] The radio digital signal receiver according to the present invention is characterized in that it comprises means for estimating phase noise characteristics at a reception time of the outdoor unit connected to a receiving terminal of the radio digital signal receiver from a decoded error rate of the digital signal and means for setting the characteristics of the carrier regenerative loop based on the estimated phase noise characteristics of the outdoor unit.

[0019] In the preferred embodiment of the radio digital signal receiver of the present invention, the above described estimating means estimate the phase noise characteristics of the outdoor unit based on a bit error rate of the specific polyphase PSK-modulating signal when the received CNR has a predetermined value in a burst symbol reception mode for regenerating a carrier from a burst symbol signal.

[0020] Also, the above means for setting the characteristics of the loop preferably sets a filter factor of a loop filter inserted into the carrier regenerative loop.

[0021] Moreover, in the preferred embodiment, the above described burst symbol signal is a BPSK-modulating signal and the above described specific polyphase PSK-modulating signal is a 8PSK-modulating signal.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0022]

Figure 1 is a block diagram showing the configuration of a carrier regenerative portion in the digital satellite broadcast receiver according to an embodiment of the present invention;

Figure 2 is a flowchart provided for explaining the operation of the digital satellite broadcast receiver according to an embodiment of the present invention;

Figure 3 is a characteristic diagram showing a bit error rate due to the phase noise of a 8PSK-modulating signal in a burst symbol reception of the digital satellite broadcast receiver according to an embodiment of the present invention;

Figure 4 is a distribution diagram of the phase noise characteristics of an ODU;

Figure 5 is a characteristic diagram showing a critical CNR by the phase noise of the 8PSK-modulat-

ing signal in the burst symbol signal;

Figure 6 is a characteristic diagram showing the critical CNR by the phase noise of the 8PSK-modulating signal in a continuation reception; and

Figure 7 is a type view showing a modulating signal array in the digital satellite broadcast.

DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

[0023] Hereinafter, a digital satellite broadcast receiver will be described based on the preferred embodiment.

[0024] Figure 1 is a block diagram showing the configuration of a carrier regenerative portion in the digital satellite broadcast receiver according to an embodiment of the present invention.

[0025] The base band signals I, Q which are orthogonally detected and A/D converted in a tuner portion are inputted to a complex-number arithmetic operation circuit 1, and the base band signals I, Q, a sine wave data $\sin\theta$ which is a practically recovered carrier data outputted from a numeric control oscillator (NCO) 2 and a cosine wave data $\cos\theta$ are processed with $I_r (= I\cos\theta + Q\sin\theta)$ arithmetic operation and $Q_r (= I\sin\theta + Q\cos\theta)$ arithmetic operation in the complex-number arithmetic operation circuit 1 and quasi-synchronously detected, so to speak, thereby outputting the base band signals I_r , Q_r from the complex-number arithmetic operation circuit 1.

[0026] The base band signals I_r , Q_r which are outputted from the complex-number arithmetic operation circuit 1 are supplied respectively to band limiting filters 3-1, 3-2 which comprise digital filters and band-limited. The base band signals I_d , Q_d which were band-limited at the band limiting filters 3-1, 3-2 are supplied to a decoder 4, a CNR measurement circuit 5 and a phase error detection circuit 6. The decoder 4 performs the decoding of the frame synchronous pattern and the TMCC pattern and sends a 8PSK signal resulting from the decoding to a trellis decoder 7 and at the same time sends a modulation discrimination data as to whether it is 8PSK, QPSK or BPSK to a control circuit 8 which comprises a micro computer and sends an enable signal to a loop filter 9.

[0027] The CNR measurement circuit 5 measures a CNR based on the distribution of vector by the inputted base band signals I_d , Q_d and sends the CNR data based on the CNR to the control circuit 8. The phase error detection circuit 6 is practically a look-up table and sends a phase error data, which is a phase difference between a receiving point comprising the inputted base band signals I_d , Q_d and a point where the received signals are to be converged, to the control circuit 8 and the loop filter 9. The trellis decoder 7 trellis-decodes the 8PSK-modulating signal and sends a bit error rate data (BER) of the transmission path in a 8PSK-modulating section to the control circuit 8.

[0028] On the other hand, the phase error data de-

tected in the phase error detection circuit 6 is sent to the loop filter 9, which comprises a digital filter. The output of the loop filter 9 processed with a filter treatment in the loop filter 9 is sent to an automatic frequency control circuit 10, and the output from the automatic frequency control circuit 10 is sent to the numeric control oscillator 2. The numeric control oscillator 2 outputs a $\sin\theta$ data and a $\cos\theta$ data based on the output from the automatic frequency control circuit 10 and supply them to the complex-number arithmetic operation circuit 1.

[0029] The base band signals I, Q which receive the oscillating output from a fixed frequency oscillator and orthogonally detected and are rotating at the frequency which is the difference between the oscillating frequency of the fixed frequency oscillator and an actual carrier frequency, the $\sin\theta$ data and the $\cos\theta$ data are calculated in the complex-number arithmetic operation circuit 1, thereby forming and outputting base band signals I_r , Q_r which are synchronized by being rotated in reverse to the above described rotation.

[0030] The control circuit 8 sends a normal reception signal indicating that it is in a normal receiving state to the decoder 4 and, upon receipt of the modulation discrimination data outputted from the decoder 4, the CNR data outputted from the CNR measurement circuit 5, the phase error data outputted from the phase error detection circuit 6 and the bit error rate data outputted from the trellis decoder, controls itself for a burst symbol reception when it is not in a normal receiving state and makes the decoder 4 to supply an enable signal to the loop filter 9 during the burst symbol reception, thereby controlling the loop filter 9 in an enable state.

[0031] Moreover, upon receipt of the modulation discrimination data, the CNR data, the phase error data and the bit error rate data, the control circuit 8 controls itself for the burst symbol reception when it is not in a state of normal reception. At the same time, based on the CNR data and the bit error rate data, it functionally comprises detection means for substantially detecting the phase noise characteristics of the ODU and characteristics setting means for setting the characteristics of the carrier regenerative loop based on the detected phase noise characteristics of the ODU, thereby setting the filter characteristics of the loop filter 9 to the optimum filter characteristics based on the phase noise characteristics of the ODU. Also, the control circuit 8 sends a control signal to the automatic frequency control circuit 10 and performs the scanning of a carrier frequency.

[0032] Next, for example, the bit error rate characteristics by the phase noise of the 8PSK in the burst symbol reception at a time when the CNR is 15dB are as shown in Figure 3. The characteristics a, b and c as shown in Figure 3 are the bit error rates in the case where they are respectively set to the characteristics a, b and c as shown in Figure 5. The characteristic a as shown in Figure 3 corresponds to the characteristic a as shown in Figure 5 and the characteristic b as shown in Figure 3 corresponds to the characteristic b as shown in Figure

5 and the characteristic c as shown in Figure 3 corresponds to the characteristic c as shown in Figure 5.

[0033] Next, the operation of the digital satellite broadcast receiver according to an embodiment of the present invention will be described based on Figure 2.

[0034] At an initial state, that is, when a receiving state is not in a normal receiving state, it is controlled for the burst symbol reception and the loop filter 9 is controlled for the enable state and then the filter factor of the loop filter 9 is set to the characteristic where the characteristics of the carrier regenerative loop correspond to the characteristic c of Figure 5 (step S1). Following the step S1, a received CNR is determined from the CNR data and a waiting is made till the determined CNR becomes 15dB. When the determined CNR becomes 15dB (step S2), a transmission and multiplexing configuration control (TMCC) pattern is decoded (step S3) and a presence of the 8PSK signal is confirmed (step S4).

[0035] Next, the 8PSK-modulating signal is burst-received and its bit error rate data is detected (step S5). This bit error rate data is a bare bit error rate of a transmission path and can be obtained from the trellis decoder 7. It is checked to see if it is better than the bit error rate for the received CNR (step S6). This is the case where the characteristics of the carrier regenerative loop are set to the characteristic c and the detected bit error rate is checked to see if it is, for example, equal to or less than 8×10^{-3} .

[0036] In the step S6, when the detected bit error rate is recognized to be better than a predetermined bit error rate for the received CNR, that is, for example, when the bit error rate is recognized to be equal to or less than 6.8×10^{-3} , the phase noise characteristics of the ODU connected to the receiver are determined to be good so that the filter factor of the loop filter 9 is set to the characteristic where the characteristics of the carrier regenerative loop correspond to the characteristic b of Figure 5. Then the 8PSK-modulating signal is burst-received again and its bit error rate is detected (step S7) and the detected bit error rate is checked to see if it is better than the predetermined bit error rate (step S8). This is the case where the characteristics of the carrier regenerative loop are set to the characteristic b and the detected bit error rate is checked to see if it is, for example, equal to or less than 5.5×10^{-3} .

[0037] In the step S6, when the detected bit rate is recognized not to be better than the predetermined bit error rate for the received CNR, that is, for example, when the detected bit error rate is recognized to be more than 6.8×10^{-3} , the phase noise characteristics of the ODU connected to the receiver are determined not to be good so that the burst reception mode is released while the characteristics of the carrier regenerative loop remain set to the characteristic c of Figure 5, thereby executing a normal reception mode to start the normal reception (step S13).

[0038] In the step S8, when the detected bit error rate is recognized to be better than the predetermined bit er-

ror rate for the received CNR, that is, when the detected bit error rate is recognized to be equal to or less than 5.5×10^{-3} , the phase noise characteristics of the ODU connected to the receiver are determined to be fairly good so that the filter factor of the loop filter 9 is set to the characteristic where the characteristics of the carrier regenerative loop correspond to the characteristic a of Figure 5. Then the 8PSK-modulating signal is burst-received again and its bit error rate is detected (step S9) and the detected bit error rate is checked to see if it is better than the predetermined bit error rate (step S10). This is the case where the characteristics of the carrier regenerative loop are set to the characteristic a and the detected bit error rate is checked to see if it is, for example, equal to or less than 4.5×10^{-3} .

[0039] In the step S8, when the detected bit error rate is recognized not to be better than the predetermined bit error rate for the received CNR, that is, for example, when the detected bit error rate is recognized to be more than 5.5×10^{-3} , the phase noise characteristics of the ODU connected to the receiver are determined not to be good so that the characteristics of the carrier regenerative loop are restored to the characteristic c of Figure 5 (step S11) and the burst reception mode is released, thereby executing the normal reception mode to start the normal reception (step S13).

[0040] In the step S10, when the detected bit error rate is recognized to be better than the predetermined bit error rate for the received CNR, that is, for example, when the detected bit error rate is recognized to be equal to or less than 4.5×10^{-3} , the phase noise characteristics of the ODU connected to the receiver are determined to be good so that the burst reception mode is released while the characteristic of the carrier regenerative loop remains set to the characteristic a of Figure 5, thereby executing the normal reception mode to start the normal reception (step S13).

[0041] In the step S10, when the detected bit error rate is recognized not to be better than the predetermined bit error rate, that is, for example, when the detected error rate is recognized to be more than 4.5×10^{-3} , the performance of the ODU connected to the receiver are determined not to be good so that the characteristics of the carrier regenerative loop are restored so as to be set to the characteristic b of Figure 5 (step S12) and the burst reception mode is released, thereby executing the normal reception mode to start the normal reception (step S13).

[0042] As described above, according to the digital satellite broadcast receiver in accordance with one aspect of the embodiment of the present invention, when the receiving condition is good (at a high CNR), the 8PSK-modulating signal is received in the burst reception mode and its bit error rate is measured to practically determine the phase noise of the ODU connected to the receiver. Therefore, the phase noise thus measured has a reliability and can be set to an optimum characteristic of the carrier regenerative loop in case of using the dig-

ital only or the existing high performance ODU, thereby lowering a received critical CNR and improving the probability of reception. Also, because the phase noise is not set to the characteristics of the carrier regenerative loop which exceed the critical CNR even during the reception, there will be no problem even if it is measured during the reception. Accordingly, when the phase noise characteristics of the ODU is good, the variations in the bit error rate due to the difference of the receiving system (burst or continuation) can be restricted to the minimum.

[0043] As described above, according to the radio digital signal receiver in accordance with the present invention, the phase noise characteristics of the ODU is detected and the detected characteristic of the phase noise of the ODU is set to the optimum characteristic of the carrier regenerative loop, thereby achieving the effect of lowering the received critical CNR and improving a receiving performance.

[0044] As described above, while the configuration and the operation of the present invention was wholly described with reference to the digital satellite broadcast receiver as an example, the application of the present invention is not limited to the digital satellite broadcast receiver. It should be understood that the technological scope of the present invention is not limited to the above-exemplified embodiment, but that the present invention is applicable widely to the whole of the radio digital receivers without deviating from its principle.

Claims

1. A radio digital signal receiver, comprising:

means for estimating phase noise characteristics of an outdoor unit connected to a receiving terminal of the radio digital signal receiver from a decoded error rate of a digital signal; and
means for setting carrier regenerative loop characteristics on the basis of the estimated phase noise characteristics of the outdoor unit.

2. The radio digital signal receiver according to claim 1, wherein said estimating means estimates the phase noise characteristics of the outdoor unit on the basis of the bit error rate of a predetermined polyphase PSK-modulating signal at a time when a received C/N has a predetermined value in a burst symbol reception mode for regenerating a carrier from a burst symbol signal.

3. The radio digital signal receiver according to claim 1 or claim 2, wherein said means for setting the loop characteristics sets a filter factor of a loop filter inserted into the carrier regenerative loop.

4. The radio digital signal receiver according to claim

3, wherein said burst symbol signal is a BPSK-modulating signal.

5. The radio digital signal receiver according to claim 3, wherein said predetermined polyphase PSK-modulating signal is a 8PSK-modulating signal.

6. A radio digital signal receiver comprising a carrier regenerator, a demodulator for demodulating a received modulated wave signal and a decoder for taking a digital signal from the demodulated signal, further comprising:

means for detecting a C/N of the received modulated wave on the basis of said demodulated signal;

means for detecting the decoded error rate of the digital signal;

means for determining the magnitude of the decoding error rate of said digital signal when the detected C/N takes a predetermined value; and
means for changing a loop characteristic for said carrier regenerator on the basis of the determined result of the magnitude of said decoding error rate.

7. The digital radio signal receiver according to claim 6, wherein said decoding error rate to be detected is the bit error rate of a predetermined polyphase PSK-modulating signal which is demodulated in the burst symbol reception mode for regenerating a carrier from the burst symbol signal.

8. The radio digital signal receiver according to claim 6 or claim 7, wherein means for changing said loop characteristics changes the filter factor of a loop filter inserted into the carrier regenerative loop.

9. The radio digital signal receiver according to claim 7, wherein said burst symbol signal is a BPSK-modulating signal.

10. The radio digital signal receiver according to claim 7, wherein said predetermined polyphase PSK-modulating signal is the BPSK-modulating signal.

11. A signal processing method used in the radio digital signal receiver for demodulating a received modulated signal by using a regenerated carrier and decoding a digital signal from a demodulated signal, said method comprising the steps of:

detecting a C/N of said received modulated signal on the basis of said demodulated signal;
determining whether said detected C/N coincides with the predetermined value;
when said C/N coincides with said predetermined value,

detecting a decoded error rate of said digital signal;
comparing the magnitude of the detected decoded error rate with the predetermined threshold value; and
changing the characteristic of the carrier regenerative loop on the basis of said compared result.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

FIG. 1

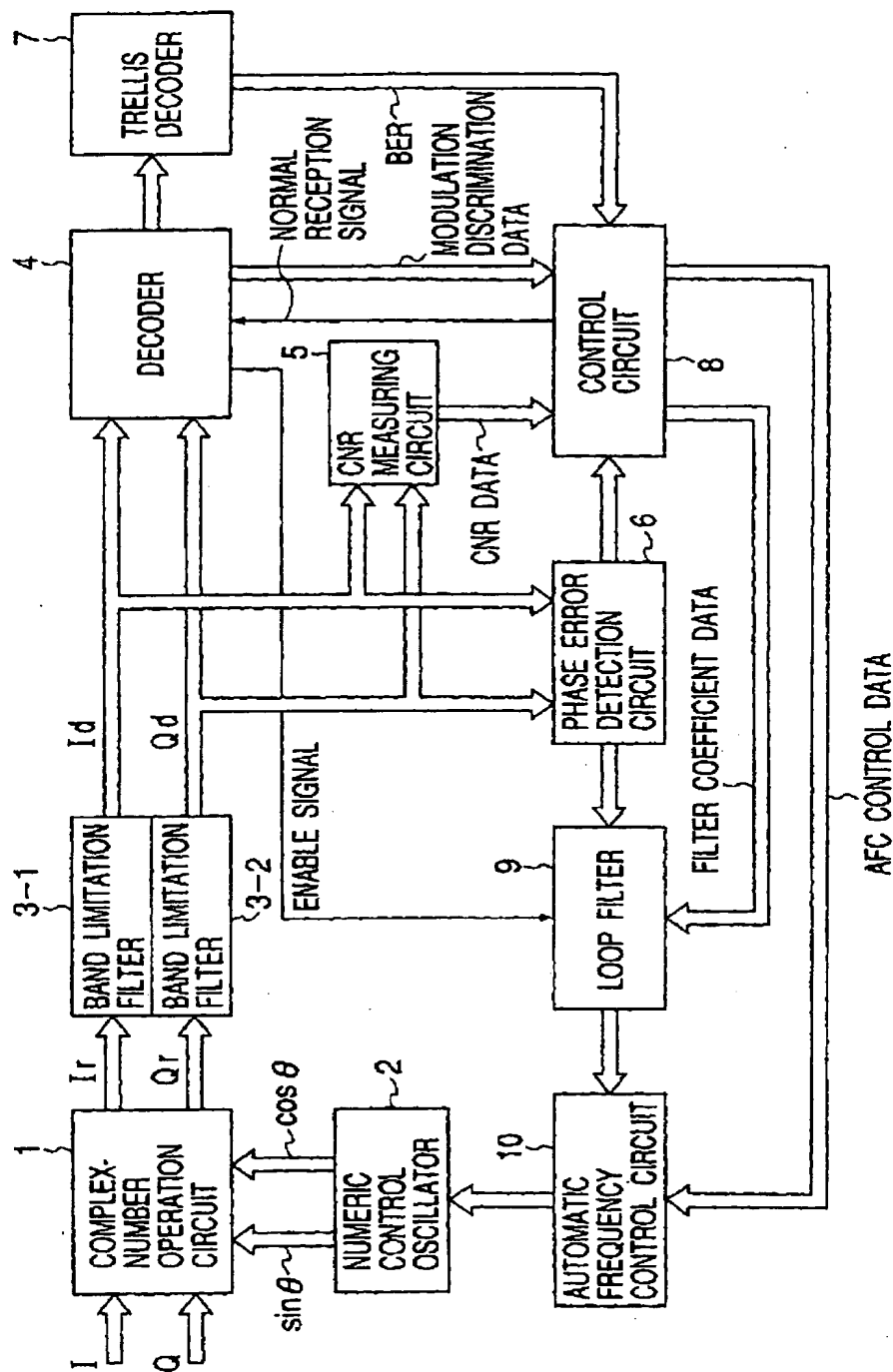


FIG. 2

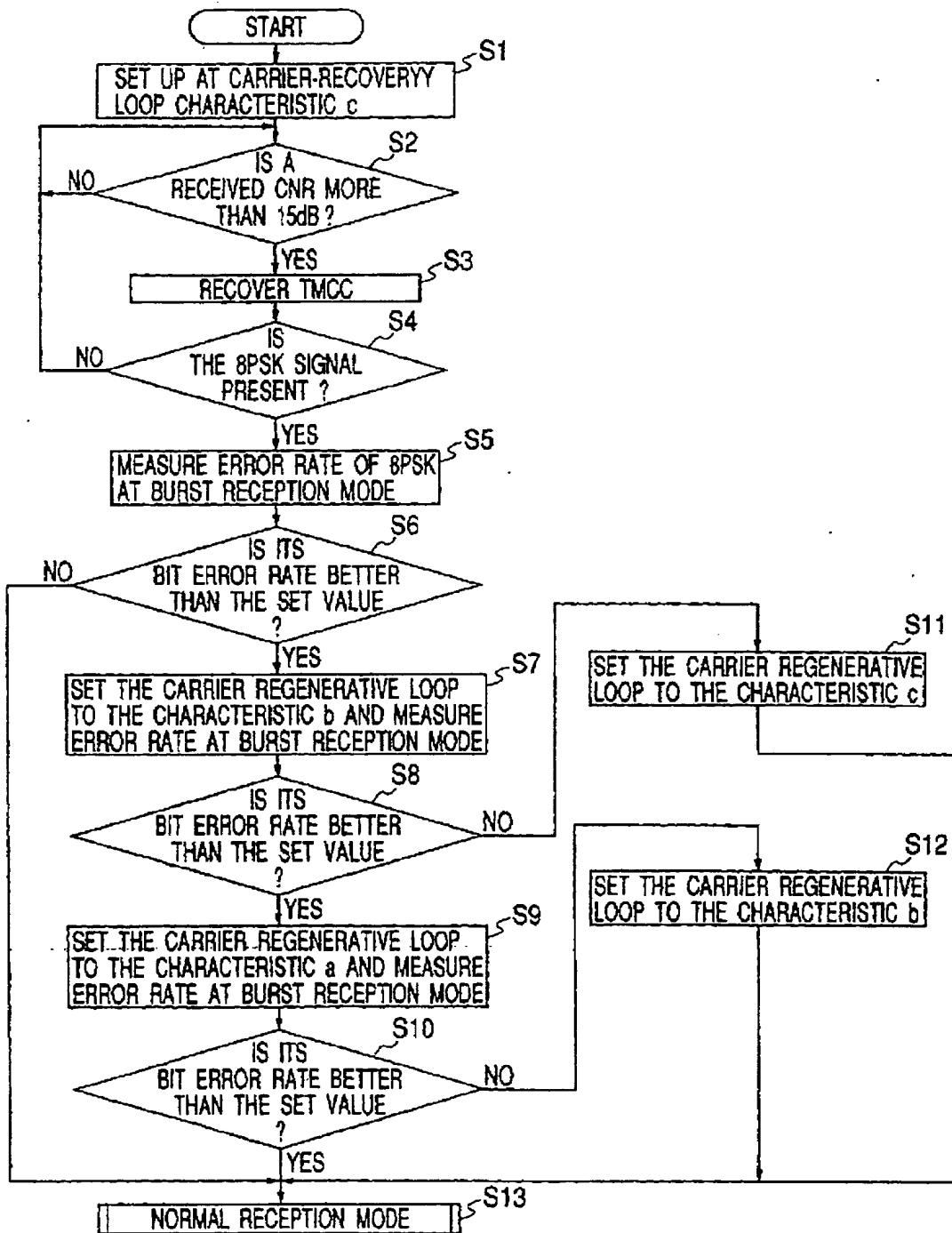


FIG. 3

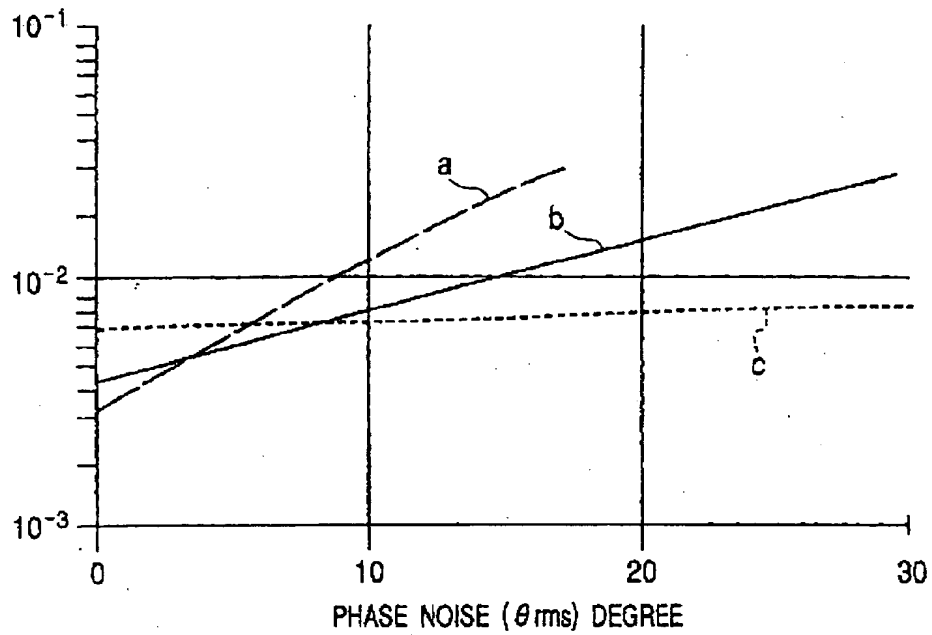


FIG. 4

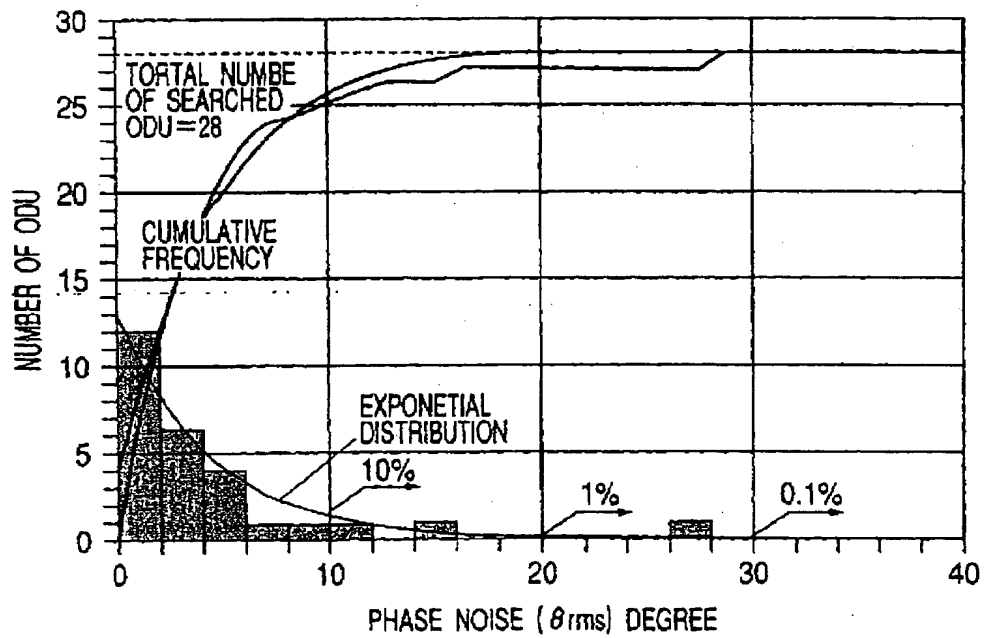


FIG. 5

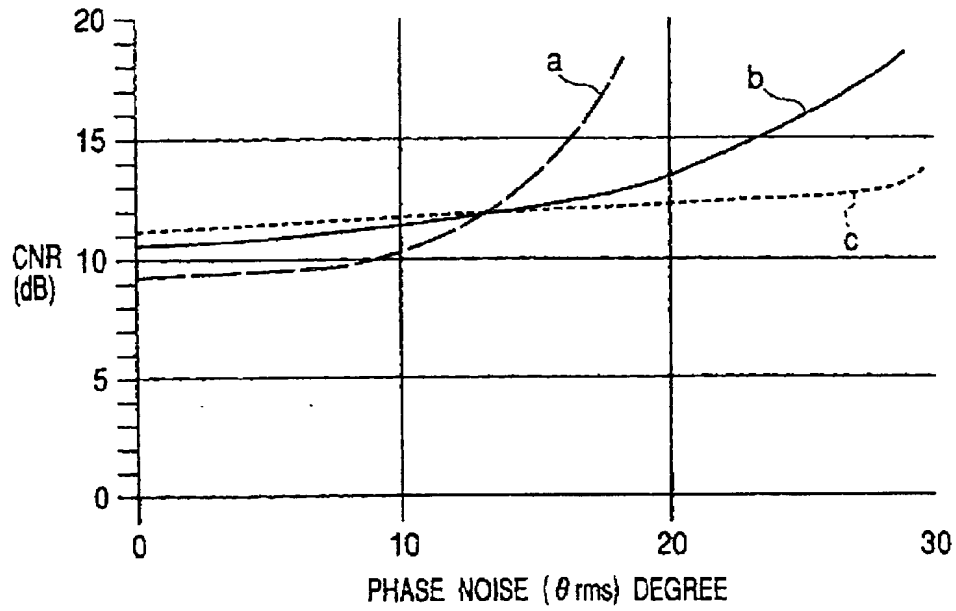


FIG. 6

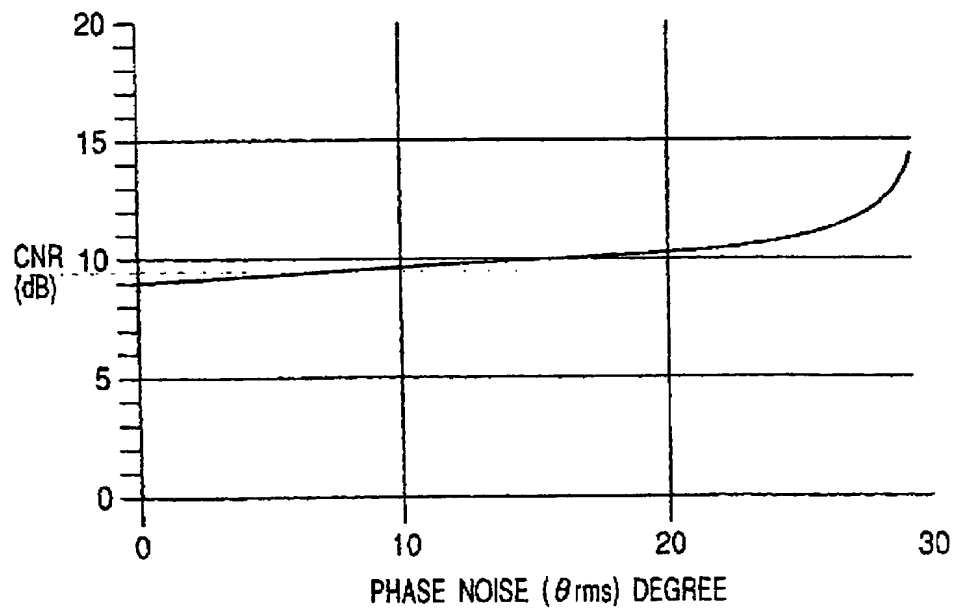
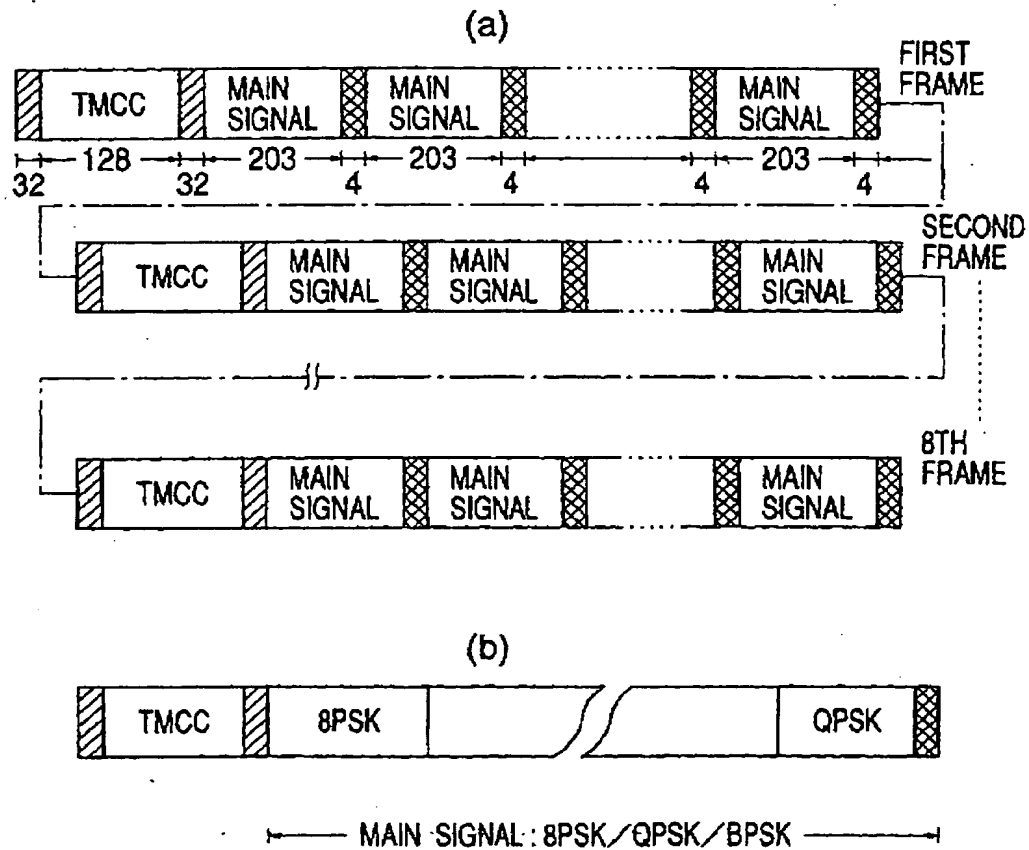


FIG. 7



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/05088

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int. Cl. ⁶ H04L27/22		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int. Cl. ⁶ H04L27/22		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1926-1997 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-1998 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1998 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-1998		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP, 8-273302, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 18 October, 1996 (18.10.96) (Family: none)	1,2 3-11
Y A	JP, 7-15482, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 17 January, 1995 (17.01.95) (Family: none)	1,2 3-11
Y A	JP, 2-44937, A (NEC Corporation), 14 February, 1990 (14.02.90) (Family: none)	1,2 3-11
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"E" earlier document but published on or after the international filing date</p> <p>"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>"Z" document member of the same patent family</p>		
Date of the actual completion of the international search 09 December, 1999 (09.12.99)		Date of mailing of the international search report 21 December, 1999 (21.12.99)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

[51] Int. Cl.⁷

H04L 27/22

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99811020.5

[43] 公开日 2001 年 10 月 17 日

[11]公开号 CN 1318243A

[22] 申请日 1999.9.17 [21] 申请号 99811020.5

[30] 优先权

[32]1998.9.18 [33]JP [31]282046/1998

[86] 国际申请 PCT/JP99/05088 1999.9.17

[87] 国际公布 WO00/18077 日 2000.3.30

[85] 进入国家阶段日期 2001.3.16

[71] 申请人 株式会社建伍

地址 日本东京

共同申請人 株式会社建伍 TMI

[72]发明人 白石宪一 铃木章一 堀井昭浩

松田升治 和田隆弘

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司

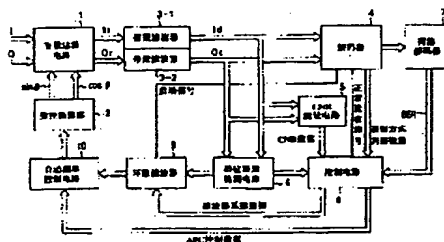
代理人 谷惠敏 李 辉

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图页数 5 页

[54]发明名称 无线电数字信号接收机

[57] 摘要

一种即使连接任意室外单元也能获得最佳信号接收的数字卫星广播接收机。根据由一个网格解码器(7)在一个 CNR 测量电路(5)测量的 CNR 等于一个预定值时确定的 8PSK 调制信号的误比特率判定, 连接到数字卫星广播接收机的室外单元的相位噪声特性, 和根据判定的室外单元的相位噪声特性, 设定插入到载波再生环路的一个环路滤波器(9)的滤波系数。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版

权 利 要 求 书

1. 一种无线电数字信号接收机，包括：

5 用于从数字信号的解码差错率判定连接到无线电数字信号接收机的接收端子的室外单元的接收时的相位噪声特性的装置；和

用于基于判定的室外单元的相位噪声特性来设定载波再生环路特性的装置。

10 2. 根据权利要求 1 所述的无线电数字信号接收机，其中所述判定装置在从猝发码元信号再生载波的猝发码元接收模式中，在接收的 C/N 具有一个预定值时，基于一个规定的多相 PSK 调制信号的误比特率来判定室外单元的相位噪声特性。

15 3. 根据权利要求 1 或 2 所述的无线电数字信号接收机，其中所述设定环路特性的装置设定一个插入到载波再生环路中的环路滤波器的滤波系数。

20 4. 根据权利要求 3 所述的无线电数字信号接收机，其中所述猝发码元信号是 BPSK 调制信号。

5. 根据权利要求 3 所述的无线电数字信号接收机，其中所述规定的多相 PSK 调制信号是 8PSK 调制信号。

25 6. 一种无线电数字信号接收机，包括一个载波再生器，一个用于解调接收的调制波信号的解调器，和一个用于从解调信号取出数字信号的解码器，进一步包括：

用于基于所述解调的信号来检测接收的调制信号的 C/N 的装置；

用于检测数字信号的解码差错率的装置；

30 用于在检测的 C/N 取为规定值时，判定所述数字信号的解码差错率的幅度的装置；和

用于基于所述解码差错率的幅度的确定结果，来变更所述载波再生器的环路特性的装置。

5 7. 根据权利要求 6 所述的数字无线信号接收机，其中待检测的所述解码差错率是从猝发码元信号再生载波的猝发码元接收模式中一个被解调的规定的多相 PSK 调制信号的误比特率。

10 8. 根据权利要求 6 或 7 所述的无线电数字信号接收机，其中用于变更所述环路特性的装置变更插入到载波再生环路中的一个环路滤波器的滤波系数。

9. 根据权利要求 7 所述的无线电数字信号接收机，其中所述猝发码元信号是 BPSK 调制信号。

15 10. 根据权利要求 7 所述的无线电数字信号接收机，其中所述预定多相 PSK 调制信号是 8PSK 调制信号。

20 11. 一种在通过利用再生的载波来解调接收的调制信号并从解调信号解码数字信号的无线电数字信号接收机中使用的信号处理方法，所述方法包括以下各步骤：

基于所述解调信号来检测所述接收的调制信号的 C/N；

判定所述检测的 C/N 是否与规定的值一致；

当所述 C/N 与所述规定值一致时，

检测所述数字信号的解码差错率；

25 将检测的解码差错率的幅度与预定的阈值进行比较；以及

基于所述比较结果来变更载波再生环路的特性。

说明书

无线电数字信号接收机

5 技术领域

本发明涉及无线电数字信号接收机，更具体地讲，涉及一种用于根据在接收的 C/N（此后，也表示为 CNR）的误比特率改变载波再生环路的特性的数字式卫星广播接收机。

10 背景技术

用于预定在 2000 年开始广播的数字卫星广播的接收机预计要使用一个用于接收现行的模拟卫星广播的天线振子，和一个把天线振子的输出频率变换为 BS-IF 的下变频器，从而接收数字卫星广播。天线振子和下变频器一般安装在室外，因而称为室外单元。此后，也将室外单元记为 ODU。

15 用于接收数字卫星广播的接收方式，例如，CS 广播的接收方式，把在专用的 ODU 中使用的下变频器内部的本机振荡器的希望的相位噪声特性规定为 4 度内的相位噪声（ θ_{rms} ），并且当相位噪声（ θ_{rms} ）
20 在 4 度之内时，接收机的接收性能几乎不受影响。

另一方面，在数字卫星广播的接收方式中，可以使用现有的模拟广播 ODU，但是现有 ODU 的性能一般不好。图 4 中示出了由“社团法人电波产业会（Association of Radio Industries and Business（缩写为 ARIB）”抽样研究的现有天线的本机振荡器的相位噪声的特性分布曲线。

25 当前并不存在有关那些计划中的作为新方式的相位噪声的规格。但是，期望其具有与上述 CS 广播接收方式相同程度的相位噪声特性，
30 并且当相位噪声不大于 4 度时，接收机的接收性能不受影响，则没有

任何问题。但是，现有的 ODU，特别是具有大的相位噪声 (θ_{rms}) 的本机振荡器使接收机的接收性能受到极大损伤。

图 5 中示出了在猝发码元接收中由 ODU 的下变频器内本机振荡器的相位噪声 (θ_{rms}) 对 8PSK (网格编码 8PSK) 调制信号造成的临界 C/N 特性。在这里，把仅从间断发送的称为猝发码元信号的 BPSK 调制信号再生载波的方式称为猝发码元接收。图 6 中示出了由 (本机振荡器) 的相位噪声 (θ_{rms}) 对连续接收中 8PSK 调制信号造成的临界 C/N 特性。在这里，把一个一个一个地从接收信号再生载波的方式称为连续接收。

在图 5 中，用三类特性 a, b 和 c 中每一个的一个临界 CNR 示出了一个载波再生环路的特性。图 5 的特性 a 是使噪声带宽变窄时的临界 C/N，当相位噪声超过 15 度时则不能接收信号。图 5 的特性 c 是使噪声带宽变宽时的临界 C/N，即使在相位噪声在大约 30 度时也能接收信号，但是，与图 5 的特性 a 相比，在相位噪声小于 10 度时，固定恶化变大。图 5 中所示的特性 b 是声音带宽介于图 5 的特性 a 的情况与图 5 的特性 c 的情况之间的临界 C/N。

从图 5 与图 6 的比较可以知道，在猝发码元接收的情况下，当由于载波再生环路的特性而使相位噪声变大时，接收性能显著恶化，而在连续接收的情况下，即使具有图 5 的特性 a 的噪声带宽，固定恶化也减小，并且接收性能提高。

现在说明数字 BS 广播接收机的接收方式。在数字 BS 广播方式中，将 8PSK 调制，QPSK 调制和 BPSK 调制用作调制方式，并将其调制波按图 7 中所示那样进行时分多路复用和发送。

图 7 (a) 示出了一个超帧的结构，其包括总共八个帧。在每个帧中，按顺序排列着一个由第一斜线表示的 BPSK 调制的帧同步码形 (32

码元)，一个用于判别传输和多路复用结构的 BPSK 调制的 TMCC 码形（128 码元），一个由第二斜线表示的 BPSK 调制的超帧判别码形（32 码元），一个 203 码元的主信号，一个由交叉斜线表示的 BPSK 调制的猝发码元信号（4 码元），以后是一个主信号和一个猝发码元信号的重复，由 39936 码元构成 I 帧。图 7（b）中所示，主信号是一个 8PSK/QPSK/BPSK 调制信号。

由于像 8PSK/QPSK/BPSK 调制信号这样的由其中要求的 C/N（解调要求的 C/N）随相位数改变为 8，4 和 2 而改变的调制方式的调制波被时分多路复用，因此，特别是在低 C/N 时，为了在难于接收相位数多的调制方式的情况下，补偿载波再生特性，以特定的周期（主要是以 203 码元的间隔）插入 4 码元的 BPSK 调制信号。这个 4 码元的 BPSK 调制信号被称为猝发码元信号，并且如上所述，仅从被称为猝发码元信号的 BPSK 调制信号再生载波的方式被称为猝发码元接收。

如上所述，在相位噪声很少之处，无论是在猝发码元接收或是连续接收的情况下，接收性能（临界 CNR）几乎都不变化，而不会产生问题。但是，在有许多相位噪声的地方，猝发码元接收与连续接收十分不同，就存在临界 CNR 随着载波再生环路的特性 a，b 和 c 发生很大的波动的问题。

下面进一步详细描述这个问题。通过插入到载波再生环路中的 AFC 电路来扫描载频，建立帧同步，并且当通过猝发接收进行载波再生时，可以检查到主信号的里德-索罗门（Reed-Solomon）差错。如果接收的 CNR 是良好的，那么里德-索罗门差错将被消除，并使接收方式从猝发码元接收切换到连续接收。

然而，当把图 5 的特性 a 选为载波再生环路特性时，在相位噪声大的情况下，将发生里德-索罗门差错，从而接收方式不能切换到连续接收。结果，无限期地不再生主信号。应当注意，图 5 和图 6 中所示

临界 CNR 所表示的意义是其中在网格解码之后的差错率是 2×10^{-4} 并且在其后进行解码的里德-索罗门解码后成为无差错的临界值。

5 另一方面，当把图 5 的特性 c 选为载波再生环路的特性时，即使相位噪声大，如果接收的 CNR 良好，里德-索罗门差错也会被消除，因而可以将接收方式切换到连续接收。但是，通过比较图 5 的特性 c 和图 6 的特性可以知道，由于无论相位噪声特性如何，猝发接收的临界 CNR 值与连续接收的临界 CNR 值不同，因此，当切换接收方式时，将发生滞后现象。

10 但是，在不清楚最终使用哪种类型的 ODU 的情况下，为了无论使用何种类型的接收方式，都能获得基本接收。采用后者，即，图 5 中所示的 (c) 作为载波再生环路的特性是安全的。结果，尽管使用了只是数字式的或是现有高性能的 ODU，也会产生接收性能不能改进的问题。

15 本发明的目的在于，提供一种在连接专用 ODU 或现有高性能 ODU 时能够获得最佳接收的数字式卫星广播接收机。

20 发明综述

根据本发明的无线电数字信号接收机的特征在于，它包括，用于在连接到无线电数字信号接收机的一个接收端子的室外单元的接收时，从数字信号的解码差错率判定相位噪声特性的装置，和用于基于判定的室外单元的相位噪声特性，来设定载波再生环路特性的装置。

25 在本发明的无线电数字信号接收机的优选实施例中，上述判定装置在从猝发码元信号再生载波的猝发码元接收模式中，当接收的 CNR 具有一个预定值时，根据特定的多相 PSK 调制信号的误比特率，来判定室外单元的相位噪声特性。

上述设定环路特性的装置优选地设定插入到载波再生环路中的一个环路滤波器的滤波系数。

此外，在优选实施例中，上述猝发码元信号是一个 BPSK 调制信号，并且上述特定多相 PSK 调制信号是一个 8PSK 调制信号。

图 1 是显示根据本发明的一个优选实施例的数字卫星广播接收机中的载波再生部的构造的方框图；

图 2 是说明根据本发明的一个优选实施例的数字卫星广播接收机的操作的流程图；

图 3 是显示在根据本发明的一个优选实施例的数字卫星广播接收机的猝发码元接收中由于 8PSK 调制信号的相位噪声造成的误比特率的特性曲线图；

图 4 是一个 ODU 的相位噪声特性的分布曲线图；

图 5 是显示在猝发码元接收中 8PSK 调制信号的相位噪声造成的临界 CNR 的特性曲线图；

图 6 是在连续接收中 8PSK 调制信号的相位噪声造成的临界 CNR 的特性曲线图；和

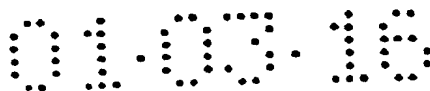
图 7 是显示数字卫星广播中一种调制信号排列类型。

优选实施例的详细描述

以下根据优选实施例说明本发明的数字卫星广播接收机。

图 1 是显示根据本发明一个优选实施例的数字卫星广播接收机中的载波再生部的结构的方框图。

在一个调谐器部中把经过正交检波和 A/D 转换的基带信号 I, Q 输入到一个复数运算电路 1 中，在复数运算电路 1 中对基带信号 I, Q, 一个正弦波数据 $\sin \theta$ （它是从一个数控振荡器 (NCO) 2 输出的实际再生的载波数据），和一个余弦波数据 $\cos \theta$ ，进行 $I_r (=I \cos \theta + Q \sin$



θ) 运算和 $Q_r (=I\sin \theta + Q\cos \theta)$ 运算, 并且进行准同步检波, 从而从复数运算电路 1 输出基带信号 I_r, Q_r 。

5 把从复数运算电路 1 输出的基带信号 I_r, Q_r 分别提供到由数字滤波器构成的带限滤波器 3-1, 3-2, 进行频带限制。把在带限滤波器 3-1, 3-2 中限带的基带信号 I_d, Q_d 提供到解码器 4, CNR 测量电路 5 和相位误差检测电路 6。解码器 4 执行帧同步码形和 TMCC 码形的解码, 并把解码产生的 8PSK 信号传送到网格解码器 7, 同时也把一个用于判别它是 8PSK, QPSK 还是 BPSK 调制信号的调制判别数据传送到一个包括一个微机的控制电路 8, 并把启动信号传送到一个环路滤波器 9。

15 CNR 测量电路 5 通过输入的基带信号 I_d, Q_d 基于向量分布来测量 CNR, 并把基于 CNR 的 CNR 数据传送到控制电路 8。相位误差检测电路 6 实际上是一个查阅表, 并且把相位误差数据传送到控制电路 8 和环路滤波器 9, 相位误差数据是一个包括输入的基带信号 I_d, Q_d 的接收点与一个将要使接收信号汇聚的点之间的相位差。网格解码器 7 格解码 8PSK 调制信号, 并把 8PSK 调制区间中的传输路径的误比特率数据 (BER) 传送到控制电路 8。

20 另一方面, 把相位误差检测电路 6 中检测出的相位误差数据发送到由一个数字滤波器构成的环路滤波器 9。把在环路滤波器 9 中经滤波处理过的环路滤波器 9 的输出传送到一个自动频率控制电路 10, 并把从自动频率控制电路 10 的输出传送到数字控制振荡器 2。数字控制振荡器 2 基于从自动频率控制电路 10 的输出, 输出一个 $\sin \theta$ 数据和一个 $\cos \theta$ 数据, 并把它们提供到复数运算电路 1。

25 由复数运算电路 1 对接收了来自一个固定频率振荡器的振荡输出、经过正交检波、并且以固定频率振荡器的振荡频率与实际载频之间的差频旋转的基带信号 I, Q , 以及从数控振荡器 (NCO) 2 输出的

$\sin \theta$ 数据和 $\cos \theta$ 数据进行运算, 进行与上述旋转方向相反的旋转, 而生成并输出同步的基带信号 I_r , Q_r 。

控制电路 8 将指示处于正常接收状态的正常接收信号传送到解码器 4, 并且在接收从解码器 4 输出的调制判别数据, 从 CNR 测量电路 5 输出的 CNR 数据, 从相位误差检测电路 6 输出的相位误差数据, 和从网格解码器输出的误比特率数据, 在其不处于正常接收状态时, 控制自身在猝发码元接收状态, 并且在猝发码元接收期间使解码器 4 向环路滤波器 9 提供启动信号, 从而将环路滤波器 9 控制在启动状态。

此外, 控制电路 8 接收调制判别数据, CNR 数据, 相位误差数据和误比特率数据, 当其不在正常接收状态时, 控制自身在猝发码元接收状态, 同时, 基于 CNR 数据和误比特率数据, 它功能地包括用于实际检测 ODU 的相位噪声特性的检测装置, 和用于基于检测的 ODU 的相位噪声特性控制环路滤波器 9 的滤波系数, 设定载波再生环路的特性的设定装置, 从而基于 ODU 的相位噪声特性将环路滤波器 9 的滤波特性设定到最佳滤波特性。控制电路 8 也把控制信号发送到自动频率控制电路 10, 和执行载频的扫描。

再如, 在 CNR 为 15dB 时, 猝发码元接收中 8PSK 的相位噪声造成的比特误差率特性如图 3 中所示。图 3 中的特性 a, b 和 c 是分别设定到图 5 的特性 a, b 和 c 的情况下的误比特率。图 3 中的特性 a 相当于图 5 的特性 a, 图 3 中的特性 b 相当于图 5 的特性 b, 和图 3 中的特性 c 相当于图 5 的特性 c。

接下来根据图 2 说明根据本发明一个优选实施例的数字卫星广播接收机的操作。

在初始状态, 也就是说, 当接收状态不是正常接收状态时, 将其控制为猝发码元接收状态, 并且把环路滤波器 9 控制为启动状态, 接

着将环路滤波器 9 的滤波系数设定到载波再生环路的特性相当于图 5 的特性 c 的特性 (步骤 S1)。在步骤 S1 之后, 从 CNR 数据确定接收的 CNR, 并且进行等待, 直到确定的 CNR 成为比如 15dB, 当确定的 CNR 成为 15dB 时 (步骤 S2), 对传输和多路复用结构控制 (TMCC) 码形进行解码 (步骤 S3), 并且确认 8PSK 信号的存在 (步骤 S4)。

接下来, 猝发接收 8PSK 调制信号, 并且检测它的误比特率数据 (步骤 S5)。这个误比特率数据是传输路径的裸误比特率, 并且能够从网格解码器 7 获得。对比特差错率进行检查, 以确定它是否好于用于接收的 CNR 的误比特率 (步骤 S6)。这是把载波再生环路的特性设定到特性 c 的情况并且例如检查检测的误比特率以确定它是否等于或小于 8×10^{-3} 。

在步骤 S6 中, 当确认检测的误比特率好于用于接收的 CNR 的预定误比特率时, 也就是说, 例如, 当确认误比特率等于或小于 6.8×10^{-3} 时, 判定连接到接收机的 ODU 的相位噪声特性是好的, 从而把环路滤波器 9 的滤波系数设定到载波再生环路的特性相当于图 5 的特性 b 的特性。然后, 再次猝发接收 8PSK 调制信号, 并检测其误比特率 (步骤 S7), 并且检查检测的误比特率以确认它是否好于预定的误比特率 (步骤 S8)。这是把载波再生环路的特性设定到特性 b 的情况, 并且例如, 检查检测的误比特率以确认它是否等于或小于 5.5×10^{-3} 。

在步骤 S6 中, 当确认检测的误比特率不好于用于接收的 CNR 的预定误比特率时, 也就是说, 例如, 当确认检测的误比特率大于 6.8×10^{-3} 时, 判定连接到接收机的 ODU 的相位噪声特性不好, 从而使载波再生环路的特性保留在图 5 的特性 c 的设定, 解除猝发接收模式, 因而执行一种正常接收模式, 以执行正常接收 (步骤 S13)。

在步骤 S8, 当确认检测的误比特率好于用于接收的 CNR 的预定误比特率, 也就是说, 当确认检测的误比特率等于或小于 5.5×10^{-3} 时,

判定连接到接收机的 ODU 的相位噪声特性相当好，从而把环路滤波器 9 的滤波系数设定到载波再生环路的特性相当于图 5 的特性 a 的特性。然后，再次猝发接收 8PSK 调制信号，并检测其误比特率（步骤 S9），并且检查检测的误比特率，以确定它是否好于预定的误比特率（步骤 S10）。这是把载波再生环路的特性设定到特性 a 的情况，并且例如，检查检测的误比特率以确定它是否等于或小于 4.5×10^{-3} 。

在步骤 S8，当确认检测的误比特率不好于用于接收的 CNR 的预定误比特率时，也就是说，例如，当确认检测的误比特率大于 5.5×10^{-3} 时，判定连接到接收机的 ODU 的相位噪声特性不好，从而把载波再生环路的特性恢复到图 5 的特性 c 的设定（步骤 S11），并且解除猝发接收模式，从而执行正常接收模式，以开始正常接收（步骤 S13）。

在步骤 S10，当确认检测的误比特率好于用于接收的 CNR 的预定误比特率时，也就是说，例如，当确认检测的误比特率等于或小于 4.5×10^{-3} 时，判定连接到接收机的 ODU 的相位噪声特性是好的，从而把载波再生环路的特性保留在图 5 的特性 a 的设定，解除猝发接收模式，因而执行正常接收模式，以开始正常接收（步骤 S13）。

在步骤 S10，当确认检测的误比特率不好于预定的误比特率，也就是说，例如，当确认检测的误比特率大于 4.5×10^{-3} 时，判定连接到接收机的 ODU 的特性不好，从而把载波再生环路的特性恢复到图 5 的特性 b 的设定（步骤 S12），并且解除猝发接收模式，从而执行正常接收模式，以开始正常接收（步骤 S13）。

如上所述，按照根据本发明的实施例的一个方面的数字卫星广播接收机，当接收条件好（在高 CNR）时，在猝发接收模式中接收 8PSK 调制信号，并且测量它的误比特率，以实际求出连接到接收机的 ODU 的相位噪声。因此，这样测量的相位噪声具有可靠性，并且在仅使用数字式，或现有高性能 ODU 的情况下，能够设定到载波再生环路的

最佳特性，从而减低了接收临界 CNR，并提高了接收的可能性。此外，由于即使在接收期间也不将相位噪声设定到超过临界 CNR 的载波再生环路的特性，所以即使在接收过程中进行相位噪声测量，也没有问题。因此，当 ODU 的相位噪声特性良好时，可以将同一接收条件下但由于接收方式的差异（猝发和连续）造成的误比特率上的离散限制到最小。

如上所述，按照根据本发明的无线电数字信号接收机，实际检测 ODU 的相位噪声特性，并且把检测的 ODU 的相位噪声的特性设定到载波再生环路的最佳特性，从而到达降低接收的临界 CNR 并提高接收性能的效果。

如上所述，尽管仅以数字卫星广播接收机为例，对本发明的构造和操作进行了说明，但是本发明的应用并不限于数字卫星广播接收机。应当理解，本发明的技术范围并应不限于上面举例的实施例，本发明可以广泛地应用于不脱离其基本原理的所有无线电数字接收机。

说明书附图

图1

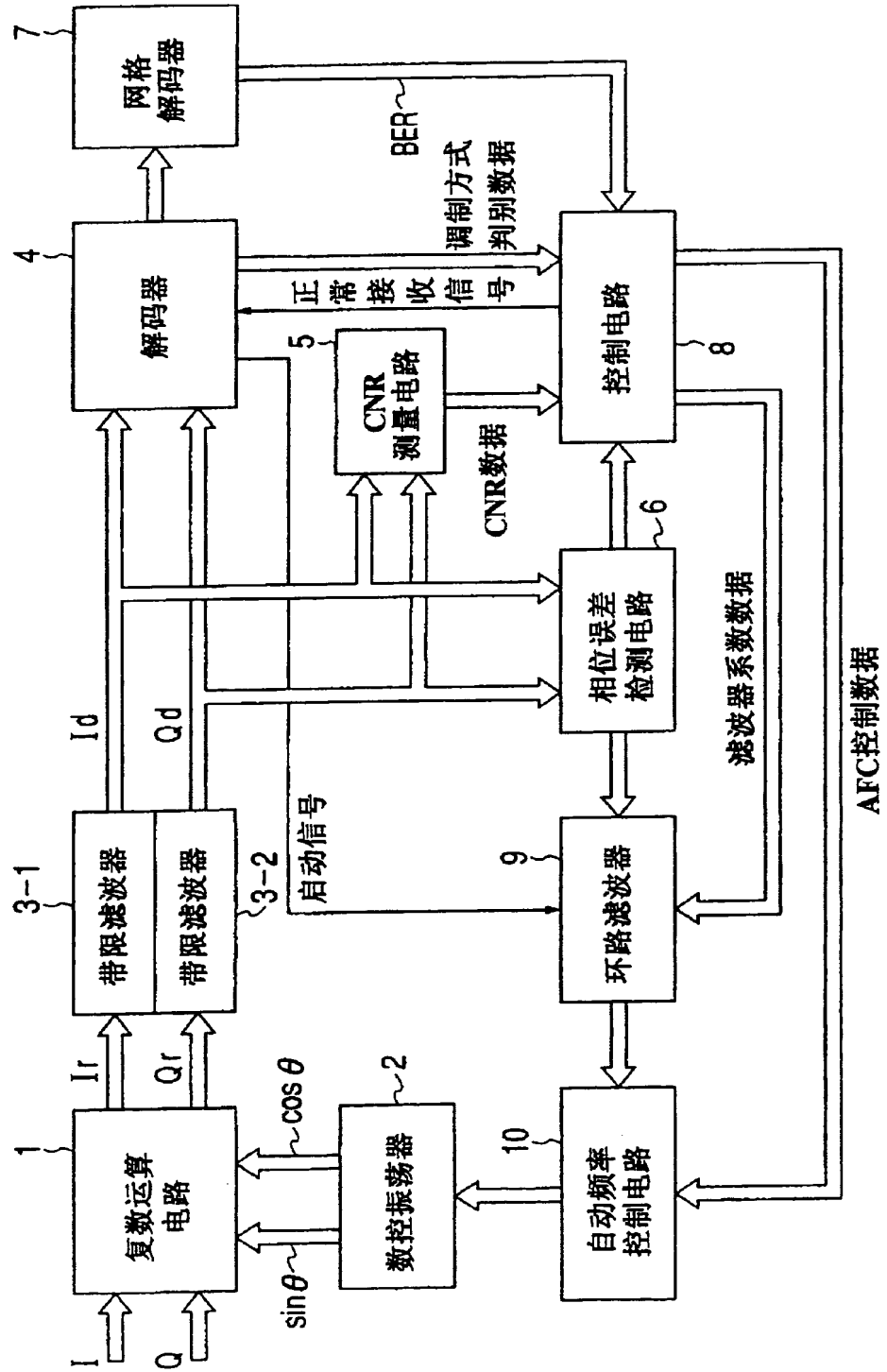
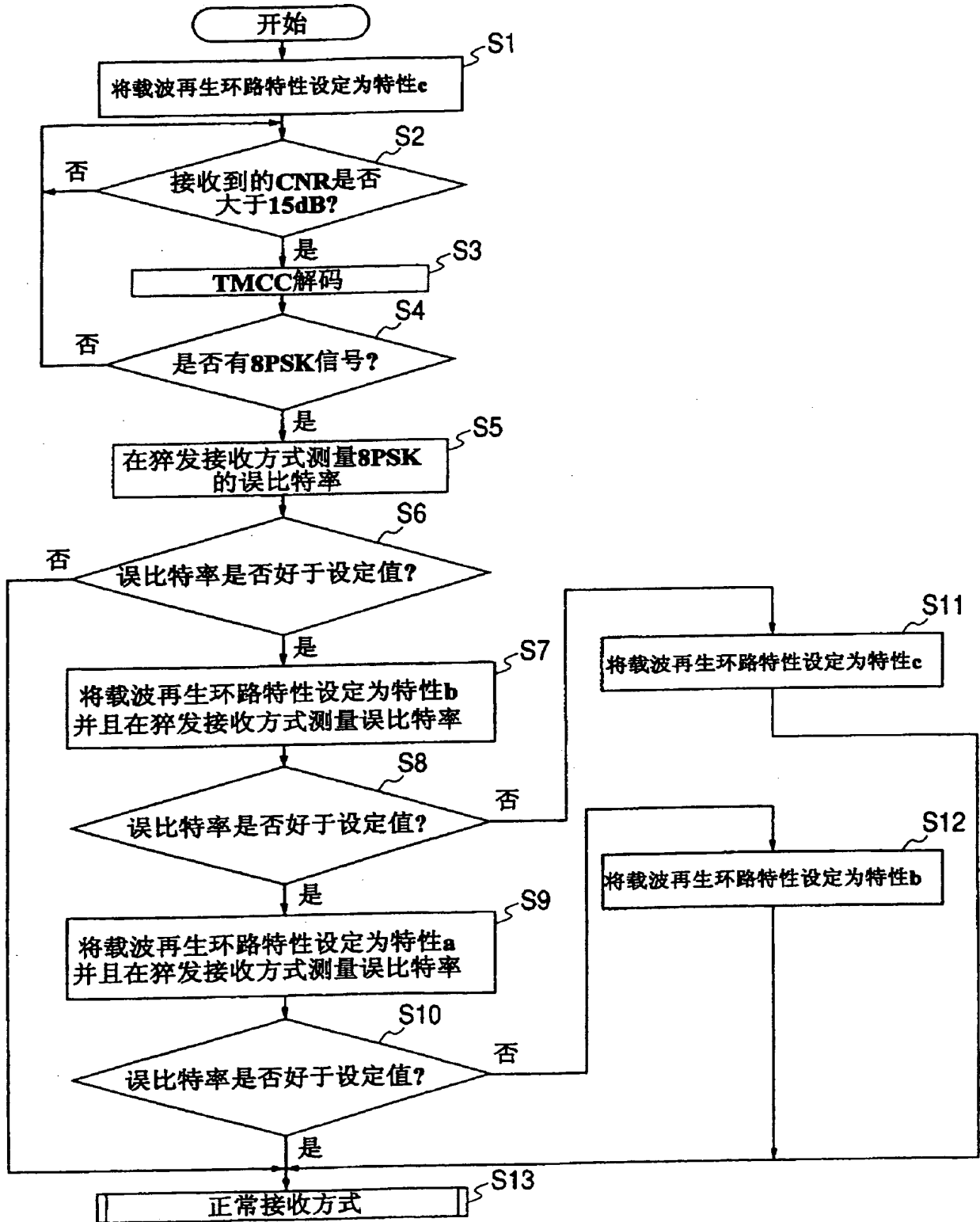


图2



01.03.16

图3

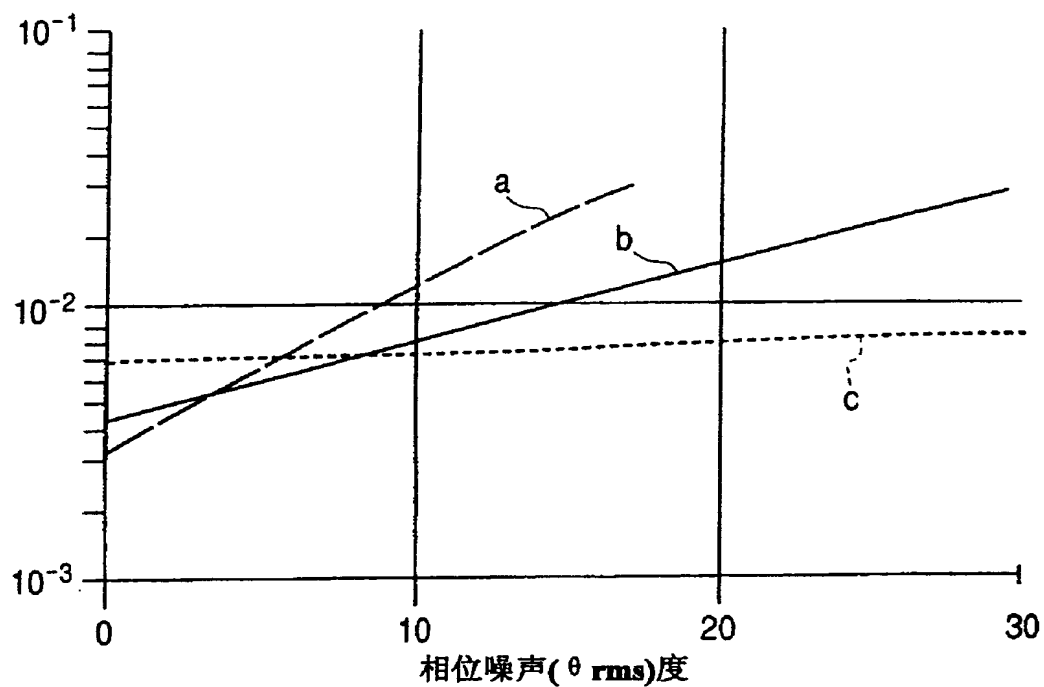


图4

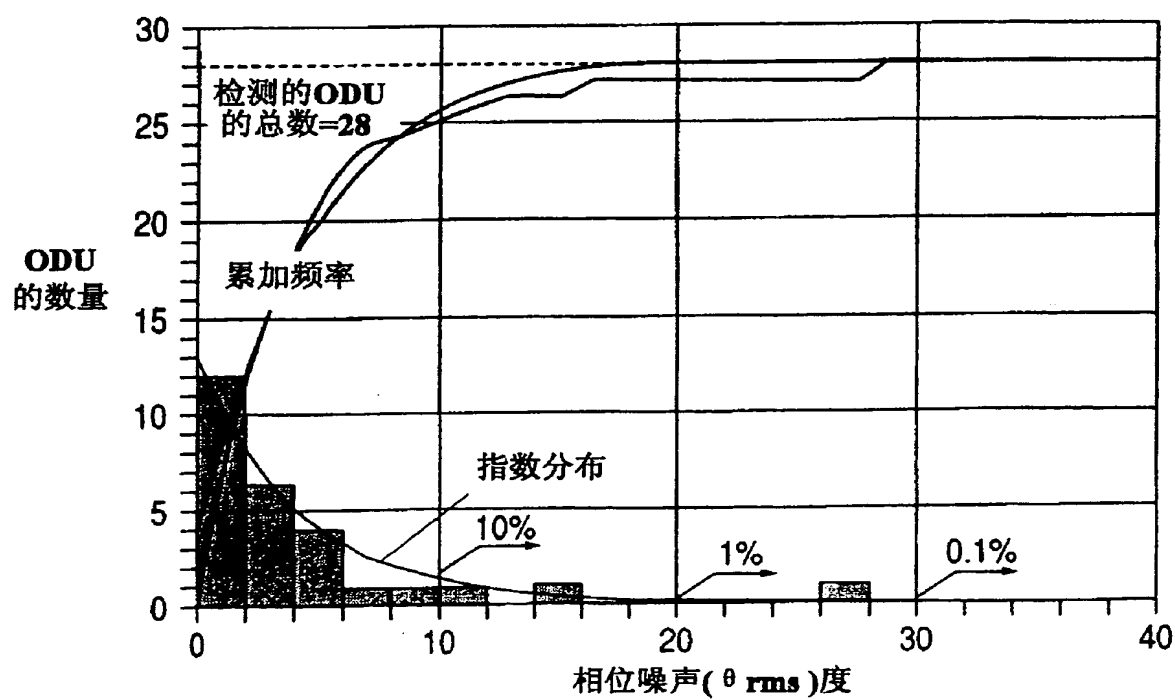


图5

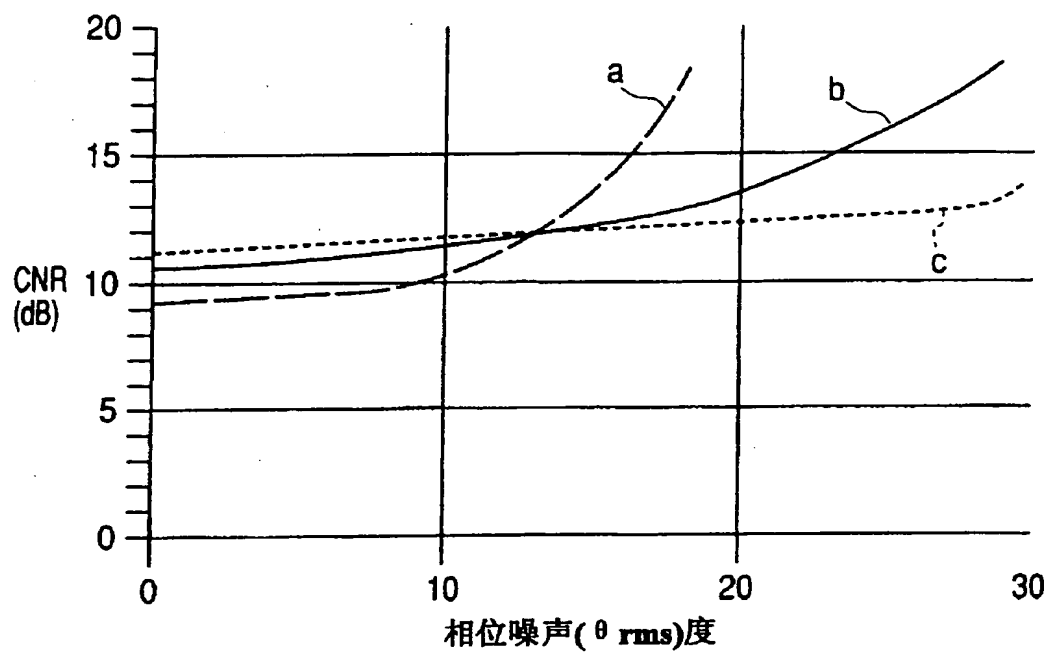


图6

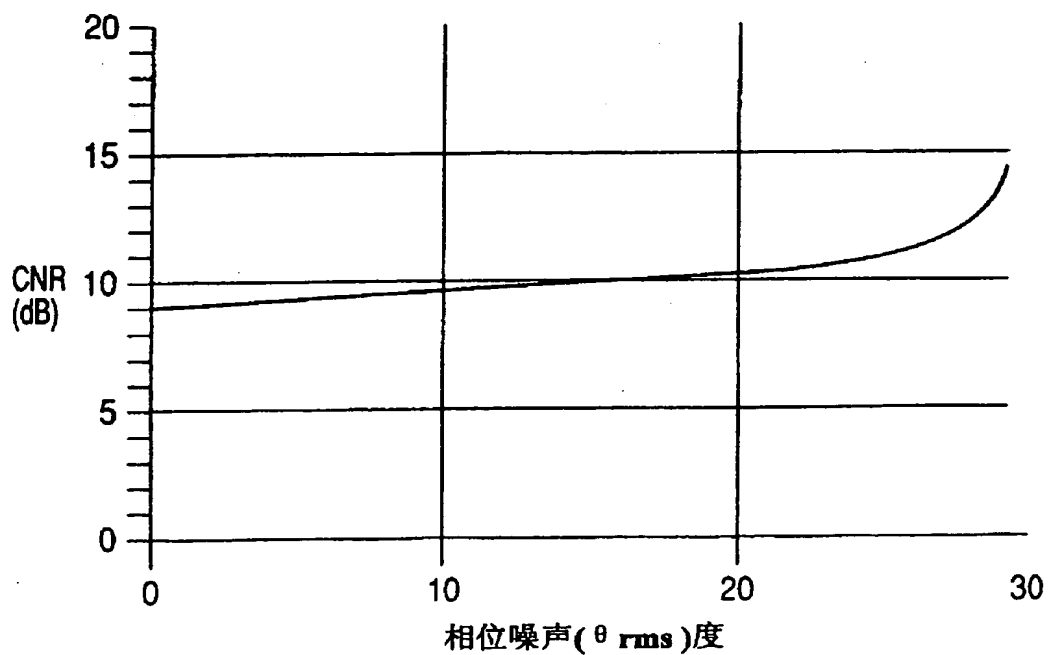
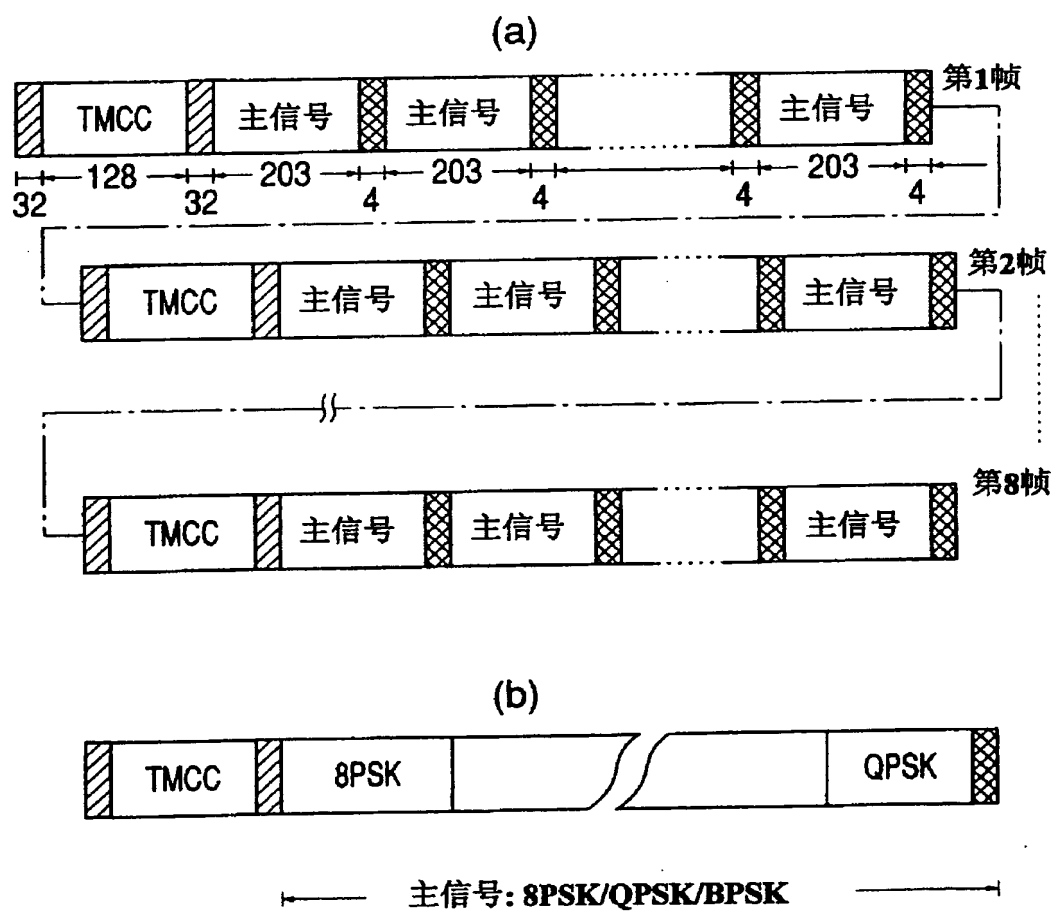


图7



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)